République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l' Enseignement Superieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté des sciences et de la technologie

Département du génie électrique et de l'informatique

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de Master en génie électrique

Option : Systèmes de Télécommunications

THEME

Etude des performances de la couche PHY LTE au standard 3GPP

Proposé et derigé par :

Mr. Batel Noureddine

Présenté par:

M^lle^ Meghraoui Djamila

M^lle^ Badani Manel

Promotion : 2011/2012

Remerciement

Nous remercions Dieu
de nous avoir accordé des connaissances
scientifiques et de nous avoir aidé à réaliser ce travail.

Au terme de ce modeste travail
nous tenons à remercier chaleureusement et respectivement
tous ceux qu'ont contribué de près ou de loin à la
réalisation de ce modeste projet de fin d'étude et surtout
Bakir Turki Othmane
qui nous a vraiment facilité la tâche, à savoir
notre encadreur monsieur BATEL.N

Nous tenons à remercier
tous les enseignants qui nous ont suivis durant notre formation
et pour avoir accepté d'examiner notre travail.

Dédicace

Tout d'abord je dédie ce modeste travail à mes chers parents :
qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et persévérance, je ne trouverai jamais les mots qu'il faut pour vous remercier que le bon dieu le tout puissant vos garde pour moi.

A la mémoire de mes grands-parents.

A ma grande mère maternelle

A mon frère et mes sœurs.

A mon beau frère

A mon cher neveu Mohamed Yacine.

A toute ma famille paternelle et maternelle sans exception.

A Fouzi qui a été toujours présent pour me soutenir et m'aidé

A mon binôme Djamila

A tous mes amis de tronc –commun et de spécialité surtout

Fatiha

Siham

et AMEL

Manel

Dédicace

On dit souvent que le trajet est aussi important que la destination. Les cinq années de maîtrise m'ont permis de bien comprendre la signification de cette phrase toute simple. Ce parcours, en effet, ne s'est pas réalisé sans défis et sans soulever de nombreuses questions pour lesquelles les réponses nécessitent de longues heures de travail.

Je dédie ce mémoire de fin d'études:

A mes très chers parents Mohamed et Linda qui m'ont éclairé mon chemin et qui m'ont encouragé et soutenus tout au long de mes études.

A mon frère Bilel A mes sœurs : Hamida et Sarah

A mon cher neveu Mohammed Mahdi

A mon beau-frère : Sid Ahmed

A mon binôme MANEL

A mon amie intime FATIHA celle qui a toujours été présente pour me soutenir et m'encouragé.

A mes chères amies Hadjer et Kawther

A toutes les personnes qui ont aidé de

près ou de loin par le fruit de leur connaissance pendant

toute la durée de mon parcours éducatif

Merci du fond du cœur

Djamila

الملخص

التطور طويل الأمدLTE هو تطور النظام العالمي للاتصالات المتنقلة UMTS ،الذي من شأنه تقديم جيل جديد فائق الجودة من خدمات متعددة الوسائط بما يتوافق مع متطلعات المستخدم.
ولان التقييم لأداء LTE يحتاج إلى محاكاة، فانه يوجد أداة حاسوبية لمحاكاة الرابط النازل للLTE ، المبني على تقنية النظام متعددة الحوامل OFDM وتقنية نظام المداخل والمخارج للهوائيات MIMO، وقد تمت دراستهما في هذه الأطروحة.
الكلمات المفتاحية: التطور طويل الأمد، النظام العالمي للاتصالات المتنقلة، نظام متعدد المداخل والمخارج، نظام متعدد الحوامل

Résumé

LTE (Long Term Evolution) est l'évolution de l'UMTS qui permettra d'offrir aux prochaines générations des services multimédias de haute qualité, conformément aux attentes des utilisateurs. Puisque l'évaluation de la performance LTE a besoin de simulations, un outil logiciel (système vue) est utilisé pour simuler la liaison descendante LTE basé sur la technologie OFDM MIMO de l'antenne. Cette étude par simulation est présentée dans ce mémoire de maîtrise.
Mots clés : LTE, UMTS, OFDM, MIMO

Abstract

LTE (Long Term Evolution) is the evolution of UMTS that will provide next generation of high-quality multimedia services, in line with user expectations. Since the performance evaluation need LTE simulations, a software tool for simulating the LTE downlink based on OFDM with MIMO antenna processing, is presented in this thesis.
Key words: LTE, UMTS, OFDM, MIMO

Sommaire :

Introduction générale…… 1

Chapitre I : Présentation générale

I.1 Introduction…… 1
I.2 Description succincte des générations……. 3
I.3 Généralité sur LTE…… 4
I.3.1 Historique…….……. 4
I.3.2 Objectifs de performance de LTE…….……. 5
I.3.3 Architecture……...……. 6
I.3.3.1 Le cœur du LTE……..…… 6
I.3.3.1.a) Serving Gateway (S-GW)……..…….. 7
I.3.3.1.b) Packet Data Network Gateway (P-GW)……..……. 7
I.3.3.2 Réseau d'accès E-UTRAN……..…...…… 8
I.3.3.3 Les interfaces……...…...…… 8
I.3.3.4 Etude des couches……,..…… 9
I.4 Conclusion……...…….. 10

Chapitre II : Etude de la couche physique DL_LTE

II.1 Introduction …… 11
II.2 Structure de la trame radio…….…… 11
II.2.1 Trame type 1(FDD) ……...…… 11
II.2.2 Trame type 2(TDD)……,…….…… 12
II.3 Canaux et signaux physiques dans la liaison descendante …… 13
II.3.1 Canaux physiques…...……...……. 13
II.3.2 Signaux physiques…….. 14
II.4 Les différentes techniques de la LTE_DL……...……. 14
II.4.1 Technique OFDM ……...…….. 14
II.4.1.1 Les caractéristiques de l'OFDM ……..……. 15
II.4.1.2 Structure d'un bloc de ressource (RB) ……..…….. 18
II.4.1.3 Transmission OFDM ……..…….. 19
II.4.1.3.1 La modulation OFDM …… 19
II.4.1.3.2 Ajout de préfixe cyclique……. 21
II.4.1.3.3 Canal de transmission…….……. 22
II.4.1.3.3.a) Canal AWGN ……. 22
II.4.1.3.3.b) Canal à évanouissement……..…… 23
II.4.1.3.4 Démodulation OFDM…….……. 24
II.4.1.3.5 Suppression du préfixe cyclique……. 25
II.4.1.4 Inconvénients de L'OFDM……..…….. 25
II.4.2 Technique MIMO……..…… 27
II.4.2.1Diversité spatiale……. 28
II.4.2.2 Multiplexage spatial…….…… 29
II.5 Conclusion……..... 30

Chapitre III : Le Modèle de Simulation

III.1 Introduction……..…… 31
III.2 Modèle de simulation……...…… 31
III.2.1Chaîne de transmission de codage du canal……..…… 31
III.2.1.1Source d'information…….. 32
III.2.1.2 L'encodeur CRC…….. 32
III.2.1.3 Code en bloc …… 32
III.2.1.4 Turbo codeur …… 33
III.2.1.5 Adaptateur de débit…….. 37
III.2.1.6 Embrouilleur…….. 38
III.2.1.7 Conversion bits/symboles (Mapping)…… 38
III.2.2 Chaîne de transmission de MIMO…… 41
III.2.2.1 Source 2×2 en bande de base…… 41
III.2.2.2 Convertisseur complexe à réel-imaginaire(CxToRect)……. 41
III.2.2.3 Oscillateur…….. 41
III.2.2.4 Modulateur…… 42
III.2.2.5 Canal MIMO……. 42
III.2.2.6 Densité de bruit : (AddNDensity)…….. 42
III.2.2.7 Démodulateur……...…… 42
III.2.2.8 Convertisseur réel-imaginaire à complexe (RectToCx)..…… 43
III.2.2.9 Récepteur 2×2 en bande de base……..…… 43
III.3 Conclusion……..……. 43

Chapitre VI : Les résultats de simulations

IV.1 Introduction……. 44
IV.2 Présentation du simulateur…….. 44
IV.3 L'environnement de conception de SystemVue2009…….. 44
IV.3.1 Menus …….. 44
IV.3.2 Horloge de simulation …….. 46
IV.3.3 Barre d'outils schématique…… 46
IV.4 Résultats de performance de la couche physique…… 47
IV.4.1 Performance du codage de canal ……. 47
IV.4.1.1 Courbes des signaux d'entrée / sortie…… 48
IV.4.1.2 Diagramme de constellation……... 51
IV.4.1.3 Représentation des courbes de BER en fonction du SNR …….. 54
IV.4.2 Performance de la transmission MIMO (2x2) ……. 56
IV.4.2.1 Représentation du BER en fonction du SNR……. 56
IV.4.2.2 Spectre de puissance……. 57
IV.4.2.3 Mesure de CCDF …… 58
IV.4.2.3Constellation …….. 59
IV.4.2.4 Comparaison entre diversité spatiale et multiplexage spatial……. 61
IV.5 Conclusion …….. 62
Conclusion générale……. 63

Liste des figures :

Figure I.1 :	Evolution des générations de réseaux cellulaires sans fil	4
Figure I.2 :	Architecture SAE du LTE	7
Figure I.3 :	Architecture E-UTRAN	8
Figure I.4 :	Les couches de la LTE	9
Figure II.1 :	Trame radio type1 : FDD	11
Figure II.2 :	Trame radio type2 : TDD	12
Figure II.3 :	Situation des canaux et les signaux physiques dans une trame FDD	14
Figure II.4 :	Impulsion rectangulaire (a) et son spectre (b)	15
Figure II.5 :	Espacement des sous porteuses OFDM	15
Figure II.6 :	Ressource physique de base descendante LTE	16
Figure II.7 :	Spectre de sous-porteuses	17
Figure II.8 :	Spectre de signal OFDM	17
Figure II.9 :	Présentation OFDM –OFDMA	17
Figure II.10 :	Structure d'un bloc de ressource (RB)	18
Figure II.11:	Schéma d'un système OFDM	19
Figure II.12 :	Principe de la Modulation OFDM	20
Figure II.13 :	Principe du préfixe cyclique	21
Figure II.14 :	Modèle du canal AWGN	22
Figure II.15 :	Représentation d'une distribution gaussienne	23
Figure II.16:	Principe de la démodulation classique	24
Figure II.17 :	Suppression de préfix cyclique	25
Figure II.18 :	Signal démodulé sans décalage de fréquence	26
Figure II.19 :	Signal démodulé avec décalage de fréquence causant l'ICI	26
Figure II.20 :	Système de transmission sans fil MIMO	28
Figure II.21 :	Schéma synoptique du multiplexage spatial	30
Figure III.1 :	Modèle de simulation	31
Figure III.2:	Chaîne de transmission comportant le codage du canal	32
Figure III.3:	Structure du codeur turbo 1/3	33
Figure III.4:	Diagramme de treillis d'un codeur convolutif à 8 états	35
Figure III.5:	Structure du Turbo décodeur	36
Figure III.6:	Adaptateur de débit	37
Figure III.7 :	Diagramme théorique d'une constellation QPSK	39
Figure III.8 :	Diagramme théorique d'une constellation 16QAM	39
Figure III.9 :	Diagramme théorique d'une constellation 64QAM	40

Figure III.10: Chaîne de transmission de MIMO 41
Figure IV.1: Barre de menu 44
Figure IV.2: Sélecteur de pièce 45
Figure IV.3: Espace de travail 45
Figure IV.4: Horloge de simulation 46
Figure IV.5: Barre d'outils schématique 46
Figure IV.6: Données binaires transmises S1 48
Figure IV.7: Données reçues décodées S2 48
Figure IV.8: Superposition S1-S2 48
Figure IV.9: Détection d'erreur 48
Figure IV.10: Données binaires transmises S1 49
Figure IV.11: Données reçues décodées S2 49
Figure IV.12: Superposition S1-S2 49
Figure IV.13: Détection d'erreur 49
Figure IV.14: Données binaires transmises S1 50
Figure IV.15: Données reçues décodées 50
Figure IV.16: Superposition S1-S2 50
Figure IV.17: Détection d'erreur 50
Figure IV.18: Diagramme de constellation QPSK(AWGN) 51
Figure IV.19: Diagramme de constellation 16QAM(AWGN) 52
Figure IV.20: Diagramme de constellation 16QAM (AWGN) 53
Figure IV.21 : BER en fonction du SNR pour différentes modulations 54
Figure IV.22: BER du système MIMO en fonction de SNR 56
Figure IV.23: Spectre de puissance des deux antennes d'émission 57
Figure IV.24: Mesure CCDF d'une antenne d'émission 58
Figure IV.25 : Constellation QPSK avec Fading 59
Figure IV.26 : Constellation 16QAM avec Fading 59
Figure IV.27 : Constellation 64QAM avec Fading 60
Figure IV.28: BER en fonction du SNR de deux techniques MIMO 61

Liste des Tableaux :

Tableau II.1:	Paramètres pour la transmission DL_LTE	17
Tableau III.1:	Répartition dans le plan I/Q de la modulation QPSK	38
Tableau III.2:	Répartition dans le plan I/Q de la modulation 16QAM	39
Tableau III.3:	Répartition dans le plan I/ Q de la modulation 64QAM	40
Tableau IV.1:	Paramètres de l'horloge de simulation	47
Tableau IV.2:	Résultat du BER par variation du SNR	54
Tableau IV.3:	Résultat du BER par balayage du SNR	56
Tableau IV.4:	Résultat du BER par balayage du SNR de deux techniques MIMO	61

Abréviation :

2G	The Second Generation Mobile Communication Systems
3G	The Third Generation Mobile Communication Systems
3GPP	3rd Generation Partnership Project
4G	The Fourth Generation Mobile Communication Systems
AIPN	All IP Network
AMPS	Advanced Mobile Phone System
ARQ	automatic repeat request
AWGN	Additive white Gaussian noise
BER	bit error rate
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CP	Cyclic Prefix
CPE	Consumere Premises Equipment
CW	code word
DwPTS	Downlink Pilot Time Slot
EDGE	Enhanced Data for GSM Evolution
eNB	eNodeB
EPC	Evolved packetcore
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
GP	Guard Pilot
GPRS	General Packet Radio Service
GSA	Global Suppliers Association
GSM	Global System for Mobile communications
HARQ	Hybrid-ARQ
HSPA	High-Speed Packet Access
HSS	Home Subscribe Service
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMS	IP Multimedia Subsystem
ISI	Inter Symbol interference
LLR	Like Lihood Ration
LTE	Long Term Evolution
MAC	Media Access Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MME	Mobile Management Entity
MU-MIMO	multi-users MIMO
NAS	Non-Access Stratum
NMT	Nordic Mobile System
OFDMA	orthogonal frequency division multiple access
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio

Abréviation :

PBCH	Physical Broadcast Channel
PCFICH	Physical Control Format Indicator Channel
PDCCH	Physical Downlink Control Channel
PDCP	Packet Data Control Protocol
PDSCH	Physical Downlink Shared Channel
P-GW	packet Data Network Gateway
PHICH	Physical Hybrid ARQ Indicator Channel
PMCH	Physical Multicast Channel
P-SS	Primary Synchronization Signal
QAM	Quaternary Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RB	Resource Block
RF	Radio fréquence
RLC	Radio Link Control
RMS	Root Mean Square
RRC	Radio Resource Control
RS	Reference signals
RSB	Rapport signal sur bruit
SAE	System Architecture Evolution
SC	Single-Carrier
SDMA	Spacial-Division Multiple Access
S-GW	Serving Gateway
SIR	Signal-to-Interference Ratio
SNR	single noise ratio
SS	Synchronization signals
S-SS	Secondary Synchronization Signal
SU-MIMO	single-user MIMO
TACS	Total Access Cellular System
TDD	Time Division Duplex
TTI	Transmission Time Interval
UE	User Equipment
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UPE	User Plane Entity
UpPTS	Uplink Pilot Time Slot
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access

Introduction générale

Introduction générale

Aujourd'hui, il est difficile d'imaginer notre vie sans applications et services mobiles. À travers le monde, ce type de service joue un rôle de plus en plus prépondérant dans la vie quotidienne. Il y a encore juste dix ans, les services mobiles se limitaient principalement à la simple communication vocale. En 2010, nous dépendons des services mobiles non seulement pour communiquer mais aussi pour l'éducation, les divertissements, les services de santé, le commerce en ligne, le paiement...

Les services mobiles ont évolué d'une offre de communication basique, fondée sur la voix et les SMS, vers une offre de téléchargement *download/upload* qui s'est améliorée année après année avec l'émergence de nouvelles technologies radio. Grâce à ces avancées technologiques successives, les opérateurs mobiles ont eu l'opportunité d'introduire de nouveaux services, centrés sur le téléchargement de contenus multimédia comme la musique et la vidéo à la demande, et la navigation Internet, voire des services *upload* comme le partage de contenus des utilisateurs comme par exemple, les réseaux sociaux ou le partage de photos.

Afin d'accompagner les besoins utilisateurs en termes de nouveaux services mais aussi pour absorber des trafics de plus en plus importants (induits par les nouvelles habitudes d'usage) avec des coûts de déploiement moindres, les technologies radio-mobiles ne cessent d'évoluer, 2G ,3G, et enfin la 4G.

Entre les différentes générations, des changements majeurs sont apportés. Ils consistent en général en de nouvelles fréquences de transmission, une nouvelle interface radio (méthodes d'accès multiple, modulations, codages et largeur du canal de transmission) plus efficace que les générations précédentes, et une nouvelle architecture de réseau adaptée aux nouveaux services et aux performances de cette nouvelle génération.

Ce travail décrit le processus d’étude des performances de la couche PHY LTE au standard 3GPP, dont la compréhension des fonctions modélisant la couche PHY LTE en transmission-réception passe par la maîtrise des outils de simulation tel que **SystemVue** qu’on a utilisé**.**

Le but de l’étude est de faire une recherche bibliographique offrant une description globale des techniques employées et de leur implémentation sur la couche physique en question. Puis mettre en valeur les gains obtenus par l’utilisation du SystemVue. Les chapitres du mémoire clarifient l'approche de base adoptée pour réaliser cet objectif.

Ainsi le chapitre I est réservé aux généralités sur le système LTE.

Le chapitre II est prend à lui consacré à étudier la liaison descendante de la couche physique de système LTE.

Le chapitre III est basé sur l'étude de model de simulation de cette couche.

Le chapitre IV interprète les résultats de notre simulation.

Une conclusion générale réunit les différents résultats de simulation en termes de BER diagramme de constellation après la démodulation plus la mesure de la CCDF et le spectre OFDM.

Chapitre I

I.1 Introduction

Les systèmes de téléphonie mobile n'ont cessé d'évoluer au cours des dernières années de manière à favoriser le transfert d'informations à des débits de plus en plus élevés et à assurer une mobilité accrue de l'utilisateur. Ces évolutions ont permis de diversifier différents réseaux comme : GSM, GPRS, EDGE, UMTS [14, 17].

Avant d'expliquer l'état actuel des technologies utilisées aujourd'hui, il est intéressant de rappeler l'évolution de ces techniques.

I.2 Description succincte des générations

Dès 1956, le premier système opérationnel de téléphonie mobile (cell phone), était un service coûteux, encombrant, et donc réservé à un nombre très restreint d'utilisateurs (environ 500).

En 1978, les Etats-Unis lancent les premiers téléphones portables, selon la norme AMPS (Advanced Mobile Phone System). En Europe, les premiers à réagir sont les pays nordiques qui lancent la norme NMT (Nordic Mobile System) qui, après l'abandon de l'AMPS par les Américains, devient le premier service de radiotéléphonie cellulaire opérationnel dans le monde. La Grande-Bretagne sort le TACS (Total Access Cellular System) qui a compté jusqu'à 3 millions d'abonnés dans le monde [38].

Dans les années 90, le réseau GSM (Global System for Mobile communications) est apparu, il s'agit de la norme 2G [17]. Principalement utilisé pour établir des communications vocales. Cependant, il offre également des services de transmission de données très intéressants pour l'échange des messages courts SMS (Short Message Services) ou de données en mode circuit (9, 6, 14.4 Kbits/s) [4, 5, 6, 8, 9, 10]. De plus, l'évolution de la norme GSM a permis de définir un nouveau réseau : le GPRS (General Packet Radio Service) qui fonctionne en mode paquet jusqu'au débit théorique de 172,2 Kbits/s, donc bien plus adapté au transfert des données qu'un réseau fonctionnant en mode circuit et à un débit moindre [4, 5, 6, 7, 10]. Ainsi la nouvelle standardisation a donné naissance au réseau EDGE (Enhanced Data For GSM Evolution). La technologie EDGE peut théoriquement atteindre un débit maximum de 473 kbit/s. Pratiquement, le débit (maximum) a été fixé au niveau du standard de la norme EDGE à 384 kbit/s par l'ITU (International Télécommunication Union) dans le but de respecter la norme IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) [10]. En deuxième lieu, l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) est un système de téléphonie

mobile de troisième génération qui était un projet à aboutir en 2000. Les techniques utilisées ont permis d'atteindre des débits de 384 kbit/s (domaine circuit) et même 2 Mbit/s (domaine paquet). Les réseaux UMTS sont utilisés pour le transfert de données, le multimédia, et la voix [15].

Parallèlement, certaines technologies 3G et 3.5G continuent d'évoluer. La norme WCDMA (Wide Bande Code Division Multiple Access) par exemple, a bénéficié d'une amélioration de ses méthodes de manipulation de données grâce à la technologie HSPA (High-Speed Packet Access) dont la dernière version, HSPA+, offre des débits descendants jusqu'à 28,8 Mbits/s. Cette dernière ne devrait toutefois pas ralentir la migration vers LTE (Long Term Evolution), figure I.1, qui devrait allonger la période de transition et de coexistence des différentes générations, et donc la durée de vie des normes 3G et 3.5G [16].

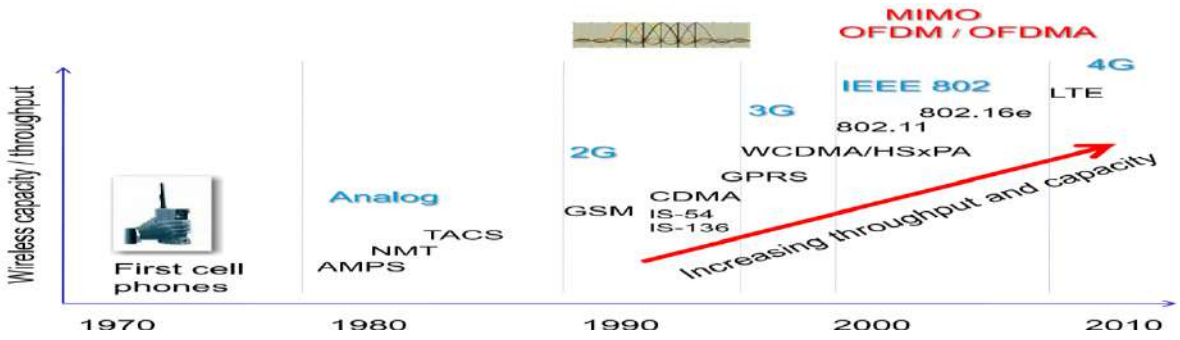


Figure I.1 : Evolution des générations de réseaux cellulaires sans fil

I.3 Généralité sur LTE

I.3.1 Historique

Diverses études de marché indépendantes, prédisent un essor fulgurant du trafic de données mobile de 2012 à 2020. Chaque année, le volume des données échangées dans le monde sur les réseaux mobiles double. Cette croissance est encore plus marquée dans de nombreux pays. En effet, à la lumière de la normalisation 3GPP (3rd Generation Partnership Project) qui est une coopération entre organismes de standardisation régionaux en télécommunication, tels que : l'UIT, l'ETSI (Europe), l'ARIB/TTC (Japon), l'ATIS (Amérique du Nord), visant à produire des spécifications techniques pour les réseaux mobiles des générations 3G et 4G. Elle assure par ailleurs, la maintenance et le développement de spécifications techniques pour les normes mobiles GSM, notamment pour le GPRS, l'EDGE, l'UMTS et le LTE [19].

Les technologies HSPA, HSPA+, UMTS et LTE font encore partie des systèmes de radiocommunication mobile de la 3ème génération (3G). Le LTE est parfois considéré comme 3.9G ou 3.99G, et parfois 4G, ce qui est relativement logique d'un point de vue commercial. Les organisations de normalisation travaillent déjà sur le LTE-Advanced, un développement du LTE. Du point de vue de la normalisation, le LTE-Advanced est un système de la 4ème génération (4G) [18].

Au début 2011, quelques 15 réseaux LTE étaient exploités dans 11 pays du monde entier, dont 8 en Europe de l'ouest. Selon un rapport de la GSA (Global Suppliers Association), au niveau mondial, 180 exploitants actifs dans 70 pays envisagent actuellement d'investir dans le LTE. Parmi eux, 128 dans 52 pays ont définitivement choisi cette technologie, et 52 ont formulé une déclaration d'intention [18].

I.3.2 Objectifs de performance de LTE

Les objectifs de performance pour le LTE ont été définis par l'organisation de normalisation 3GPP. Les principales données techniques de la nouvelle interface radio sont les suivantes [17] :

- Augmentation sensible du débit en liaison descendante pouvant atteindre jusqu'à 100Mbit/s pour une largeur de bande de 20 MHz, et augmentation de l'efficacité du spectre jusqu'à 5 Bit/s/Hz avec deux antennes au niveau du téléphone mobile (3 à 4 fois l'efficacité spectrale de l'UMTS version 6 avec une antenne émettrice et deux antennes réceptrices) .
- Augmentation sensible du débit en liaison ascendante pouvant atteindre jusqu'à 50 Mbit/s pour une largeur de bande de 20 MHz, et augmentation de l'efficacité du spectre jusqu'à 2.5 Bit/s/Hz (2 à 3 fois l'efficacité spectrale de l'UMTS version 6 avec une antenne émettrice et deux antennes réceptrices) .
- Largeurs de bandes de 1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz et 20 MHz ;
- Le temps de latence (délai) de l'interface radio entre le téléphone portable et le réseau fixe doit être inférieur à 5 ms. Le délai de propagation aller-retour est inférieur à 10 ms .
- Les procédures en mode duplex FDD et TDD sont supportées ;
- Débits de données supérieurs dans les bords de la cellule. Mobilité jusqu'à 500 km/h (optimisée pour 0 à 15 km/h) .

- Respect de plusieurs exigences relatives à la qualité de services (QoS) et en matière de mobilité .
- Intégration d'antennes intelligentes (MIMO).
- Faibles coûts de transmission par *bit* pour l'interface radio.
- Architecture simple, éléments de réseau moins nombreux, interfaces ouvertes.
- Consommation d'énergie aussi faible que possible des terminaux (grande autonomie) .
- Modification de l'architecture réseau existant afin de fournir une connexion tout-IP (AIPN : All IP Network) .
- Nouvelle interface radio basée sur un multiplexage d'accès type OFDMA.

I.3.3 Architecture

L'architecture LTE est caractérisée par trois conditions spéciales, soutien de domaine de commutation de paquet, une basse latence et un coût réduit. Pour atteindre ces objectifs et surmonter les complexités des architectures précédentes de réseau, LTE doit être conçu pour contenir peu de nœuds de réseau. C'est important parce qu'à chaque fois qu'on réduit le nombre des nœuds de réseau, ceci va réduire la quantité du traitement liée au protocole, ainsi que le coût d'essai et le nombre d'interfaces. Il traduit également la facilité d'optimiser les protocoles par interface radio [18]. D'une manière très générale, les réseaux sont divisés en deux parties : le réseau cœur et le réseau d'accès.

I.3.3.1 Le cœur du LTE

A terme, l'objectif des réseaux mobiles est d'arriver à une convergence totale d'éléments tels que des serveurs, ordinateurs ou téléphones par l'intermédiaire d'une architecture "tout-IP". Dans cet objectif, le cœur de la technologie LTE, **SAE core** (System Architecture Evolution) ou **EPC** (Evolved packet core) s'appuie sur le protocole TCP/IP [18,35]. Ce cœur est constitué de plusieurs éléments énoncés ci-dessous :

I.3.3.1.a) Serving Gateway (S-GW)

Son rôle principal est de router et transférer localement les paquets de données à l'utilisateur. Il permet aussi la connexion entre des réseaux LTE et d'autres réseaux 3GPP [35].

I.3.3.1.b) Packet Data Network Gateway (P-GW)

C'est le point d'entrée et de sortie du trafic d'un équipement usager. Il permet une interconnexion entre les réseaux 3GPP et non-3GPP. Il représente une interface entre l'utilisateur LTE et les réseaux IP tels que Internet ou IMS (IP Multimedia Subsystem). De plus, il est responsable de l'allocation des adresses IP, des politiques d'accès, etc, [35].

En pratique, S-GW et P-GW peuvent être implantés en un unique élément du réseau appelé A-GW [18]. Enfin, le SAE contient également la MME (Mobile Management Entity), nœud de contrôle principal de l'accès au réseau LTE. Il gère l'ensemble des procédures (authentification, chiffrement, mobilité...) des équipements usagers (User Equipment).

Pour ce faire, il communique avec le HSS (Home Suscribe Service) par l'intermédiaire du protocole d'authentification DIAMETER (successeur du protocole RADIUS). La MME inclut aussi l'UPE (User Plane Entity) qui enregistre les profils utilisateurs et met fin aux échanges lorsque l'équipement usager est en veille [35,18,40,42], figure I.2.

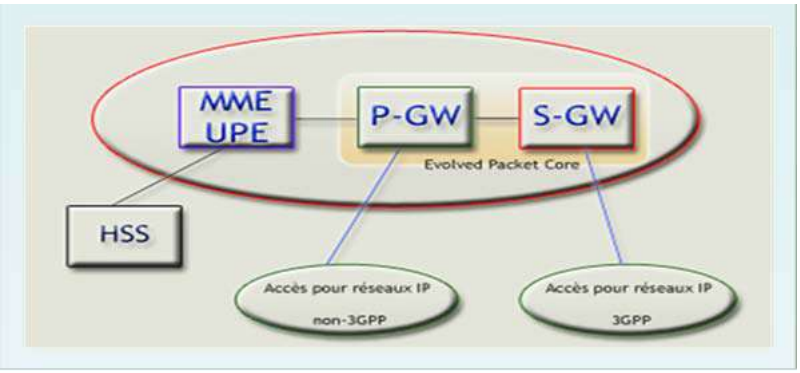


Figure I.2 : Architecture SAE du LTE

I.3.3.2 Réseau d'accès E-UTRAN

Seulement deux nœuds composent l'architecture LTE. Ainsi, en plus du SAE, on compte les eNodeB (eNB) qui correspondent aux stations de base LTE. Ces stations sont connectées au cœur du réseau par l'intermédiaire d'une interface radio RAN. Cet ensemble est appelé E-UTRAN [18, 35]. Les eNodeB constituent donc un nœud unique qui communique avec l'équipement usager. La figure I.3 montre l'architecture d'un réseau d'accès.

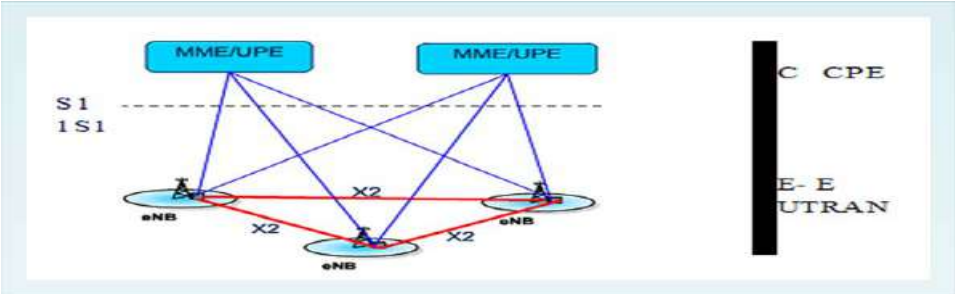


Figure I.3 : Architecture E-UTRAN

I.3.3.3 Les interfaces

Le réseau LTE contient seulement deux types d'interfaces qui relient ses éléments :

- L'interface S1 : Le point d'accès d'EUTRAN est un eNB et le point d'accès de CPE est la MME. L'interface S1 relie ces deux points et au même temps, il soutient les fonctions qui incluent la gestion initiale et le contexte de sécurité [18].
- L'interface X2 : Permet l'interconnexion entre eNBs. Du point de vue logique, X2 est une interface point à point dans E-UTRAN.

Le X2 facilite l'interconnexion entre les différents fournisseurs des eNBs, et offre une poursuite des services offerts par l'intermédiaire de l'interface S1 pour un réseau sans coupure [18].

I.3.3.4 Etude des couches

Le LTE fonctionne sur un système à couches, entre l'utilisateur (UE, User Equipment) et l'eNodeB (stations de base LTE). Chaque couche communique avec son équivalente du même niveau, figure I.4.

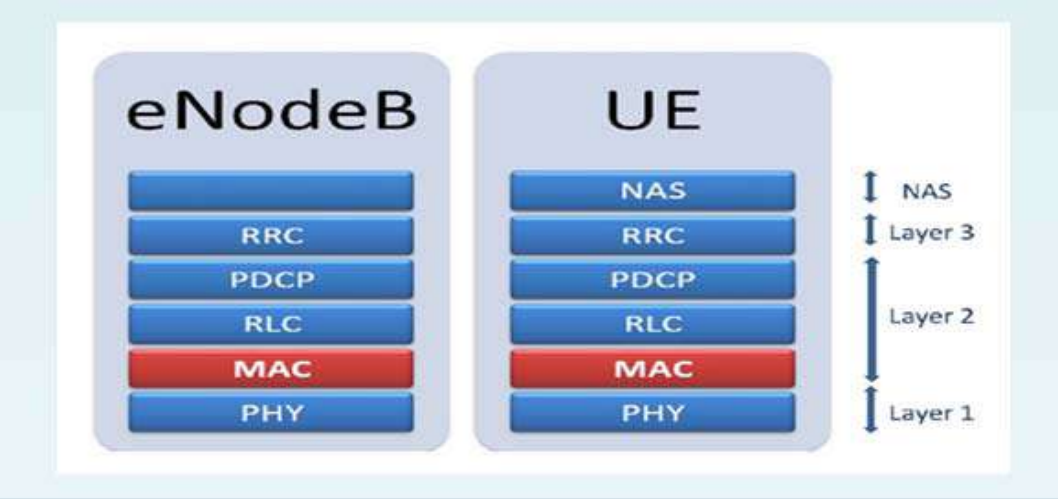


Figure I.4 : les couches de la LTE

Les différentes couches présentes, sont :

- PHY ou Couche Physique des équipements : supportant les technologies OFDMA et SC-FDMA. Elle est chargée de la transmission effective des signaux entre les interlocuteurs.
- MAC (Media Access Control) et RLC (Radio Link Control) : constituant la couche de liaison de données. La sous-couche MAC est chargée de l'interface entre les couches supérieures et la couche physique. La sous-couche RLC fiabilise la transmission de données en mode paquet.
- PDCP (Packet Data Control Protocol) : cette couche est chargée de la compression et décompression des données pour leur acheminement sur le réseau. Elle se trouve du côté utilisateur (user plane).
- RRC (Radio Resource Control) : comme son nom l'indique, le RRC est chargé de contrôler les ressources afin de garantir la Qualité de Service (QoS).
- NAS (Non-Access Stratum) **:** est la couche réseau communicante entre l'utilisateur et le MME, gérant l'établissement des appels et la gestion de la mobilité.

I.4 Conclusion

Le LTE offre une compatibilité avec les technologies plus anciennes. Ceci permet aux clients LTE de communiquer par la voix ou d'avoir accès à des services de base, même dans des régions non couvertes. Le LTE offre ainsi un service intégré de prise en charge des technologies HSPA, WCDMA, ou GSM/GPRS/EDGE et la possibilité de migrer d'un domaine à commutation de circuits (tel que le GSM) à des domaines à commutation de paquets (telles les architectures IP) [2, 18, 35].

Chpitre II

II.1 Introduction

La couche physique LTE s'avère être un moyen très efficace de transport des données et des informations de contrôle entre une station de base (eNodeB) et l'équipement d'utilisateur mobile (UE) [11].

Dans ce chapitre, on fournira une discussion plus détaillée sur l'état actuel de la couche la plus basse, à savoir, la couche physique LTE avec liaison descendante (DL) spécifie.

II.2 Structure de la trame radio

Pour que les systèmes de communication radio puissent être capables de communiquer dans les deux sens, il est nécessaire d'avoir ce qu'on appelle un système duplex.

Un système duplex offre une façon d'organiser l'émetteur et le récepteur de sorte qu'ils peuvent transmettre et recevoir. Il existe plusieurs méthodes qui peuvent être adoptées. Pour les applications y compris les télécommunications sans fil et cellulaires, où il est nécessaire que l'émetteur et le récepteur sont en mesure de fonctionner simultanément, deux régimes sont en cours d'utilisation. Un connu sous le nom FDD (Frequency Division Duplex) utilise deux canaux, un pour la transmission et l'autre pour la réception. Un autre système connu sous le nom TDD (Time Division Duplex) utilise une fréquence, mais alloue des horaires différents pour la transmission et la réception [26].

II.2.1 Trame type 1 (FDD)

La trame générique du LTE a une longueur totale de 10 ms, celle-ci est ensuite subdivisée en un total de 20 slots individuels. la sous-trame LTE se compose de deux slots, en d'autre terme, il y a dix sous-trames LTE au sein de la trame LTE. Le schéma de la figure II.1 montre sa structure [22].

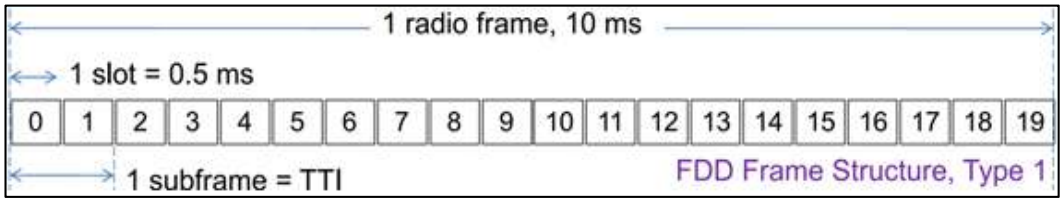


Figure II.1 : trame radio type1(FDD)

Caractéristiques de la trame FDD :

- Nécessité d'un duplexeur (cout élevé du matériel).
- Utilisation de deux canaux différents dans les deux directions.
- Bande de garde :

  -Isolation entre UL et DL.

  -Une large bande de garde n'affecte pas la capacité.
- Nécessité d'une transmission en continue.
- Pas d'interférence inter-slots [24].

II.2.2 Trame type 2 (TDD)

La structure de la trame de type 2 utilisé dans LTE TDD est peu différente figure II.2, les 10ms de la trame se composent de deux demi-trames, chacune de 5ms. Les demi-trames LTE sont de plus, divisées en cinq sous-trames, chacune de 1ms de durée [22].



Figure II.2 : trame radio type2(TDD)

Les sous-trames peuvent être divisées en sous-trame spéciales. Les sous-trames spéciales sont composées de trois champs :

- DwPTS **(**Downlink Pilot Time Slot) : elle est utilisée pour la transmission descendante.
- GP (Guard Pilot) : assure la transmission d'UE sans avoir des interférences entre UL et DL.
- UpPTS (Uplink Pilot Time Slot) : utilisé par eNB pour déterminer le niveau de puissance reçu et la durée de la puissance de l'UE [23].

Caractéristiques de la trame TDD :

- Moindre coût.
- Utilisation du même canal de transmission dans les deux liaisons.
- Bande de garde :

  -Isolation entre UL et DL.

-Une grande période de garde limite la capacité

- Nécessité d'une transmission en discontinue :

  -Permission à la fois la transmission en liaison montante et en liaison descendante.

  -Pouvoir dégrader les performances de l'amplificateur RF de puissance de l'émetteur.

- Pouvoir la production des interférences inter-slots [24].

II.3 Canaux et signaux physiques dans la liaison descendante

La couche physique LTE est composée de deux ensembles de canaux de couche physique, les canaux physiques proprement dit et les signaux physiques [21].

Les canaux et les signaux physiques de la LTE varient entre la liaison descendante et la liaison montante, car chacun a des besoins différents et fonctionne de façon différente.

II.3.1 canaux physiques

Les canaux physiques transportent les informations à partir des couches supérieures et sont utilisés pour transporter des données utilisateur, ainsi que des informations de contrôle de l'utilisateur, figure II-3.

- PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) qui transporte les données usager et la signalisation des couches hautes.
- PDCCH (Physical Downlink Control Channel) qui transporte les assignations d'ordonnancement.
- PMCH (Physical Multicast Channel) qui transporte l'information Multicast / Broadcaste.
- PCFICH (Physical Control Format Indicator Channel) qui informe l'UE sur le nombre de symboles OFDM utilisé pour le PDCCH.
- PHICH (Physical Hybrid ARQ Indicator Channel) qui transporte les ACK et NACK des réponses de l'eNB aux transmissions en uplink relative au mécanisme HARQ [27]**.**
- PBCH (Physical Broadcast Channel) qui transporte les informations système pour les UEs nécessaires à l'accès au réseau [21]**.**

II.3.2 Signaux physiques

En plus des canaux physiques, les signaux physiques sont utilisés, figure II.3:

- Les signaux de références RS (*Reference signal*) : un seul signal est transmis par port d'antenne de la liaison descendante [21] .
- Les signaux de synchronisations SS (Synchronization signals) : divisés en signaux primaires et secondaires de synchronisation [27] .
  - Le signal de synchronisation primaire P-SS (primary Synchronization signals) : utilisé pour la recherche cellulaire et l'identification par l'UE. C'est un porteur de la partie de l'identifiant cellulaire.
  - Le signal de synchronisation secondaire S-SS (Secondary Synchronization Signal) Utilisé pour la recherche cellulaire et l'identification par l'UE. Porte le reste de l'identifiant cellulaire**.**

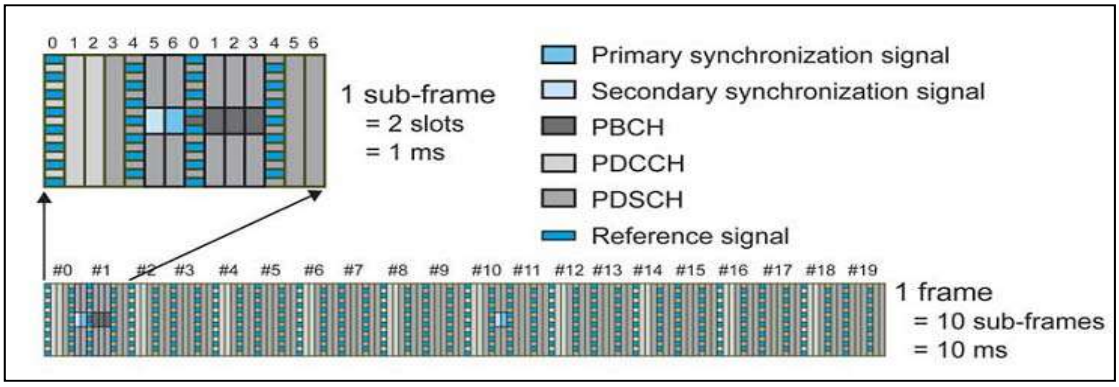


Figure II.3 : situation des canaux et signaux physiques dans une trame FDD

II.4 Les différentes techniques de la LTE_DL

II.4.1 Technique OFDM

Le multiplex à division de fréquences orthogonales, ou OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), a fait son apparition dans les années 1960. Sa vraie utilisation a commencé, vers le milieu des années 1980 [32].

Le principe de l'OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses, le signal numérique que l'on veut transmettre. C'est comme si l'on combinait le signal à transmettre, sur un grand nombre de systèmes de transmission (des émetteurs, par exemple) indépendants et à des fréquences différentes [30].

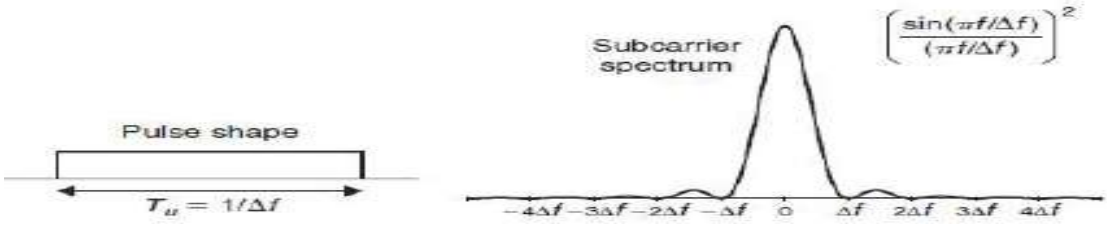
II.4.1.1 Les caractéristiques de l'OFDM

Les caractéristiques de base de la transmission OFDM, qui la distinguent d'une simple extension multi-porteuses d'une transmission à régime étroit, sont les suivantes :

- utilisation d'un nombre relativement important de sous-porteuses à bande étroite. Par exemple, une évolution multi-porteuse de WCDMA avec une largeur de bande globale de 20MHz pourrait se composer de quatre sous-porteuses, chacune avec une bande passante de l'ordre de 5 MHz.
  En revanche, la transmission OFDM peut impliquer plusieurs centaines de sous porteuse sur la liaison radio.

- Une impulsion simple de forme rectangulaire comme illustré dans la figureII.4a), correspond à un spectre sinc-carré par sous-porteuse, comme illustré dans la figureII.4b),

- Ces sous-porteuses sont serrées dans le domaine fréquentiel figureII.5 ; soit un espacement de $\Delta f = \frac{1}{T_u}$, où Tu ; est le temps de modulation d'un symbole par sous-porteuse, « voir figure II.5 »,[27]



a):Domaine temporel b):Domaine fréquentiel

Figure II.4 : Impulsion rectangulaire (a) et son spectre (b)

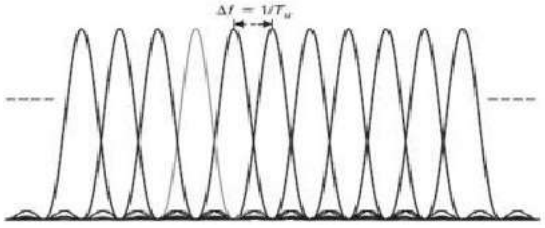


Figure II.5: Espacement des sous porteuses OFDM

- La ressource physique de base descendante LTE peut être considérée comme une grille temps-fréquence Figure II.6**.** Dans le domaine des fréquences, l'espacement entre les sous-porteuses, ΔF, est de 15 kHz. En outre, le symbole OFDM est de durée $\frac{1}{\Delta F}$ + cyclique préfixe (CP). CP est utilisé pour maintenir l'orthogonalité entre les sous-porteuses [28].

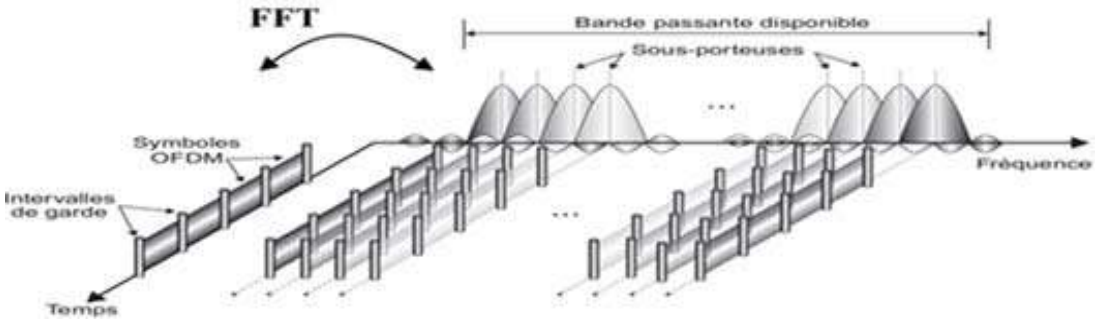


Figure II.6 : Ressource physique de base descendante LTE

- Le principe d'orthogonalité **:** le nombre de sous-porteuses dépend de la largeur de bande de transmission. Le terme « Orthogonal Frequency Division Multiplex » est dû au fait que deux sous-porteuses OFDM modulées $x_{k1}(t)$ et $x_{k2}(t)$ sont orthogonales entre elles, au cours de l'intervalle de temps :

$$mTu \leq t < (m+1)\ Tu$$

Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent que peux. [27]

En codage orthogonal, l'espacement entre chaque sous-porteuse doit être égal à :

$$\Delta f = (f_m - f_{m+1}) = \frac{1}{T_u} \qquad (2.1)$$

Cela implique que l'interaction entre sous porteuses et approximativement nulle telle que :

$$\frac{1}{T_u}\int_0^T (e^{i2\pi k_1 t/Tu})^* (e^{i2\pi k_2 t/Tu})dt = \frac{1}{T_u}\int_0^T (e^{i2\pi (k_2 - k_1)t/Tu}dt = \begin{cases} 1, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2 \end{cases} \qquad (2.2)$$

Par conséquent, avec N sous-porteuses, la largeur totale de La bande passante sera $B \approx N \cdot \Delta f$ (2.3)

Le multiplexage orthogonal permet une haute efficacité spectrale. Le spectre du signal OFDM est la somme des spectres de chacune des sous porteuses Figure II.7**,** ce qui entraîne un minimum d'interférences avec les canaux adjacents. Dans la bande occupée par les sous-porteuses, le spectre est presque plat figure II.8, ce qui démontre une efficacité spectrale optimale [13].

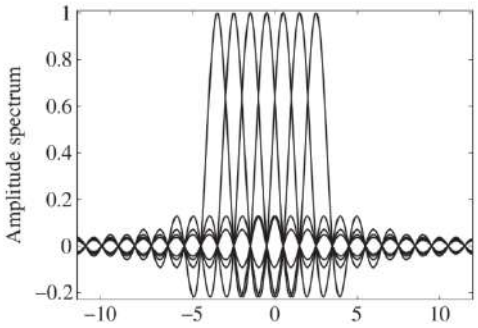


Figure II.7 : Spectre de sous-porteuses

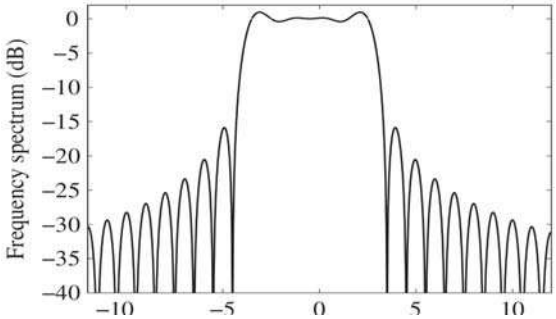


Figure II.8 : Spectre du signal OFDM

- En OFDM, un utilisateur utilise toutes les sous-porteuses à un moment donné figure II.9.en revanche OFDMA, accès multiple d'OFDM, attribue à chaque utilisateur un sous-ensemble distinct de sous-porteuses de façon dynamique [29].

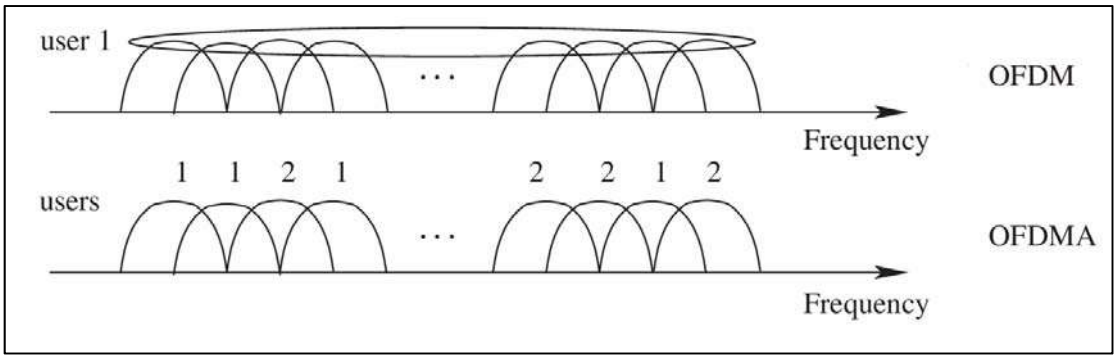


Figure II.9: Présentation OFDM –OFDMA

II.4.1.2 Structure d'un bloc de ressource (RB)

Les symboles OFDM sont regroupés en blocs de ressources. Les blocs de ressources sont composés de 12 sous- porteuses OFDMA de 15 kHz chacune, et d'une largeur de bande de 180 kHz (15x12). La durée d'un intervalle (slot) est de 0,5 ms.

Sept symboles forment un intervalle, un bloc de ressources comprend au moins 84 symboles. Ensemble, deux intervalles (14 symboles) forment une sous-trame, avec laquelle l'intervalle de transmission minimum (TTI) de 1 ms est défini. Une trame radio est composée de 10 sous-trames (20 intervalles) et dure 10 ms, figure II.10 et tableau II.1 [18].

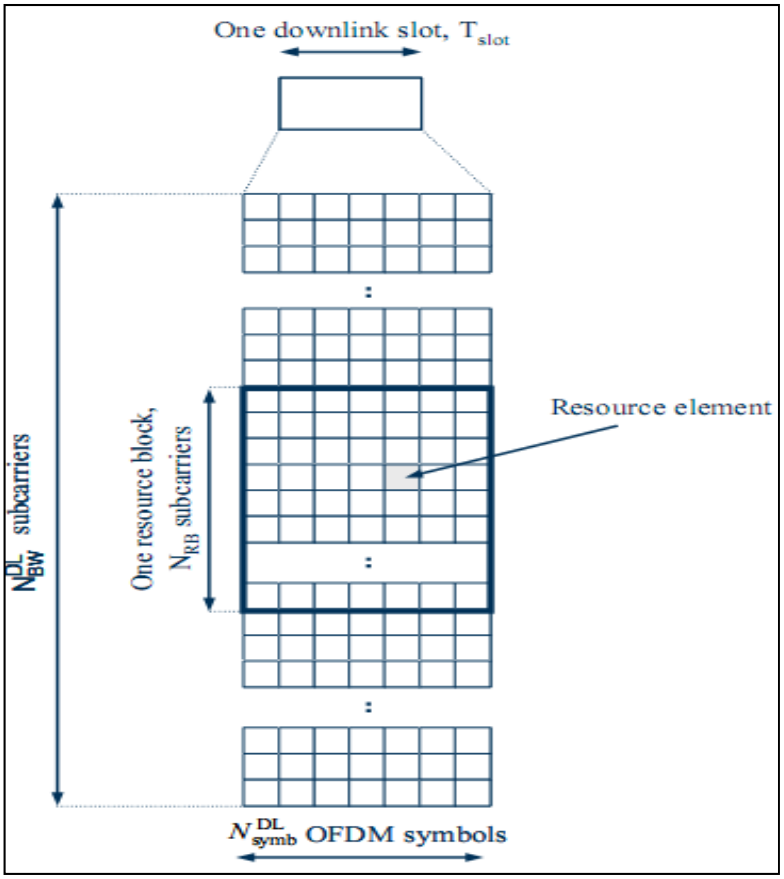


Figure II.10: Structure d'un bloc de ressource (RB)

Dans la liaison descendante, les ondes sous-porteuses sont coupées en blocs de ressource, ceci permet au système de pouvoir compartimenter les données à travers des nombres standards des ondes sous-porteuses [20] .

Bande passante de transmission (MHz)	1.3	3	5	10	15	20
durée d'un slot (ms)	0.5					
Fréquence d'échantillonnage(MHz)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
taille FFT(N_{FFT})	128	256	512	1024	1536	2048
Ressource blocs DL N^{DL}_{BW}	6	15	25	50	75	100
Symboles/slot OFDM	7(CP normale) et 6(CP prolongé)					
Nombres de sous-porteuses	72	180	300	600	900	1200
bande entre sous-porteuses (KHz)	15					
durée du préfixe cyclique (µs)	4.7 (CP normal) et 16.6 (CP prolongé)					

Tableau II.1 : Paramètres pour la transmission DL_LTE

II.4.1.3 Transmission OFDM

La transmission-réception OFDM suit le schéma figure II.11. Les paragraphes qui suivent apportent plus de détaille sur les blocs fonctionnel qui le compose.

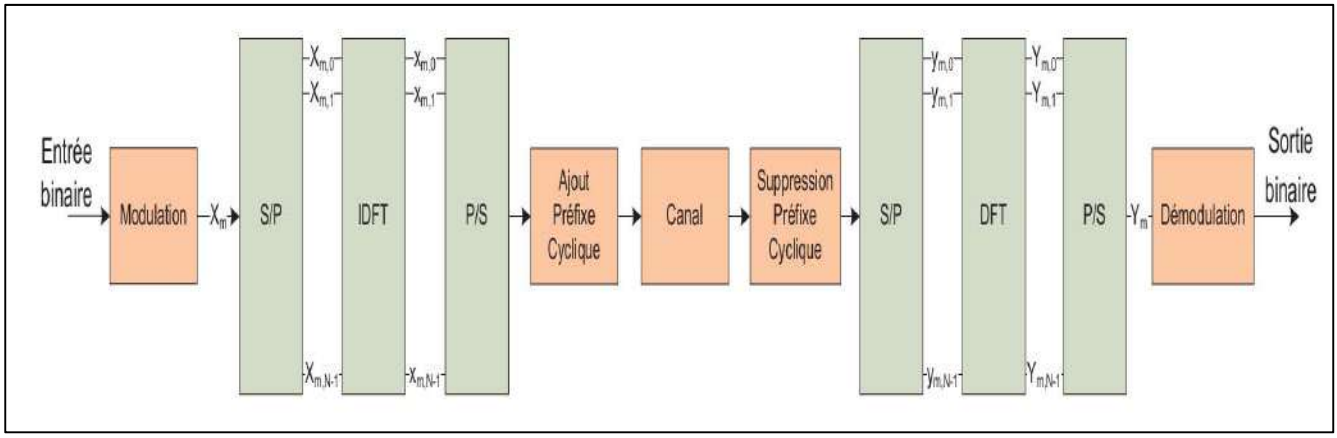


Figure II.11 : Schéma d'un système OFDM

II.4.1.3.1 La modulation OFDM

Une description d'un modulateur OFDM de base est fournie en figure II.12, et se compose d'un ensemble M de modulateurs complexes, où chaque modulateur correspond à une sous-porteuse OFDM [27].

Pour répartir les données à transmettre sur les M porteuses, on regroupe les symboles C_k par paquets de M, moyennant le bloc S/P (Serial/Parallel).

Les C_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation QAM (Quaternary Amplitude Modulation) à 4, 16,…, 2^q états, ou simplement QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) [31].

La séquence de M symboles C_0, C_1,..., C_{M_1} constitue un symbole OFDM. Le k-ième symbole parmi les M symboles, module un signal de fréquence f_k. Le signal modulé du symbole k s'écrit sous la forme complexe:

$$C_K\, e^{2j\pi f_k t} \tag{2.4}$$

Où f_k représente la fréquence de la K-iéme sous porteuse :

$$f_k = \frac{k}{T_u} + f_0 \quad \text{avec } k = 0,1,\ldots, M\text{-}1 \tag{2.5}$$

Avec f_0, la fréquence de référence de la porteuse principale.

C_K est le symbole de modulation, complexe en général, $c_{k_}\, e^{j\varphi_k}$ appliquée à la

k-ième sous-porteuse durant l'intervalle m du symbole OFDM [31].

Comme illustre la Figure II.12, le signal total s(t) correspondant à l'ensemble des M symboles réassemblés en un symbole OFDM, s'écrit :

$$S(t)=\sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{2j\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{M-1} c_{k_}\, e^{j(2\pi f_k t+\varphi_k)} \tag{2.6}$$

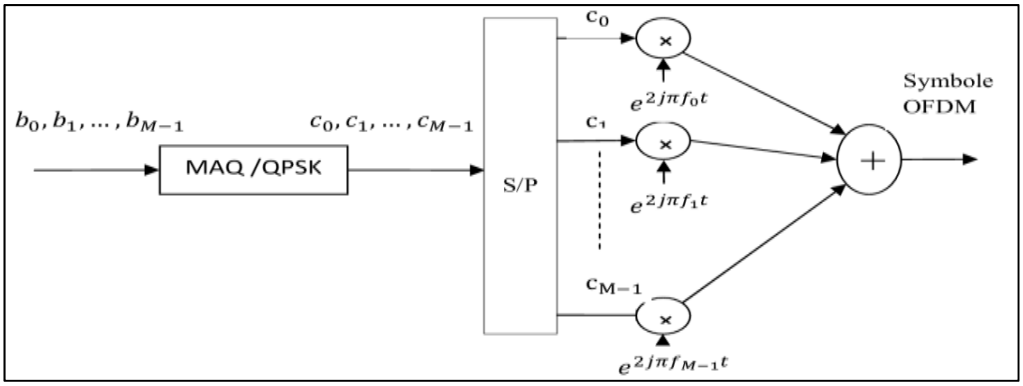


Figure II.12 : Principe de la Modulation OFDM

II.4.1.3.2 Ajout de préfixe cyclique

Le retard induit par le phénomène de trajets multiples peut provoquer l'interférence entre un symbole reçu le long d'un chemin d'accès retardé, et un symbole ultérieure arrivant au niveau du récepteur grâce à un trajet plus direct. Cet effet est dénommé interférence inter symbole(ISI) [27].

La durée accrue du symbole OFDMA améliore le délai de propagation, tandis que l'ISI est complètement éliminée par l'introduction d'un CP. Le CP est une répétition des derniers échantillons de la portion de données qui est ajoutée au début de la charge utile de donnée figure II.13**.** Afin que les interférences soient éliminées. L'ISI est complètement éliminée, tant que la durée des CP est plus longue que le retard du canal de propagation [33].

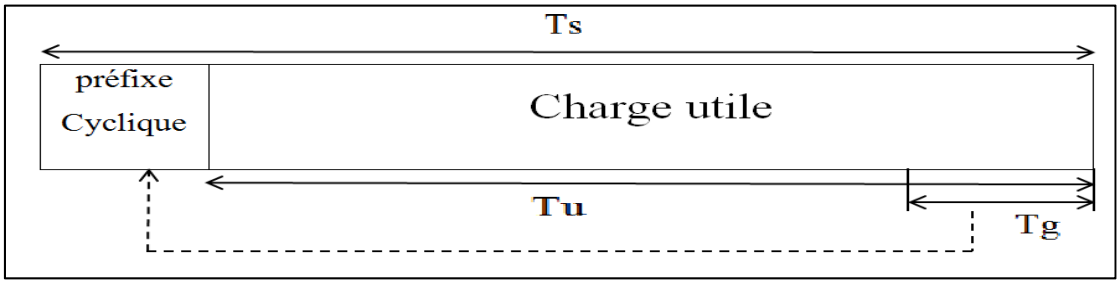


Figure II.13 : Principe du préfixe cyclique

Où la longueur totale du symbole peut être écrite comme: Ts = Tg + Tu.

Ts: longueur totale du symbole.

Tg: durée de la période de garde.

Si cette méthode est efficace pour lutter contre l'ISI, elle pénalise cependant sensiblement le débit de transmission, car le CP introduit des données supplémentaires, ce qui réduit l'efficacité de la bande passante.

II.4.1.3.2 Canal de transmission

Le canal de transmission est un support physique de l'information, qui peut être filaire (câble coaxial, fibre optique …) ou un espace libre utilisant la propagation d'une onde électromagnétique dans l'atmosphère.

Les canaux les plus utilisés pour le milieu de propagation, sont le canal AWGN (Additif White Gaussian Noise) et le canal à évanouissement. Ces deux canaux seront modélisés pour évaluer les performances du système communicant. En présence de bruit pour le premier canal, et en présence de multi-trajets et effet doppler pour le deuxième canal.

II.4.1.3.3.a Canal AWGN

Le modèle du canal AWGN est composé selon le principe de la figure II.14, d'un bruit blanc Gaussien ajouté dans le canal à l'onde modulée s(t) .

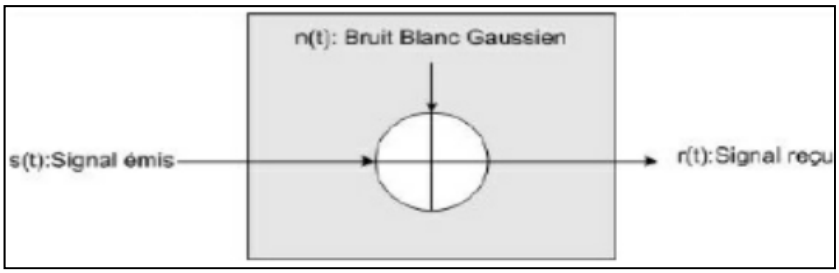


Figure II.14: Modèle du canal AWGN

Un bruit blanc Gaussien est un processus aléatoire stationnaire puisqu'il est indépendant du signal transmis. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut N**0** sur toute la bande de fréquences.

Ainsi, le bruit doit suivre la loi normale, ou loi de Gauss, régie par la densité spectrale suivante :

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \qquad (2.7)$$

Avec σ , la valeur RMS (valeur moyenne quadratique) du bruit gaussien mesurée volts, σ^2 la variance, et m la valeur moyenne de la variable aléatoire x.

La figure II.15: représente la densité spectrale d'un bruit blanc gaussien [41].



Figure II.15: Représentation d'une distribution gaussienne

II.4.1.3.3.b Canal à évanouissement

Les communications radio ont souvent besoin d'un modèle plus élaboré prenant en compte les différences de propagation du milieu, appelées encore atténuations ou évanouissements, qui affectent la puissance du signal. Cette atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, et aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal.

- Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé, se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. Les transmissions intra-muros, avec toutes les perturbations liées aux parois du bâtiment, et les communications radio-mobiles sont les exemples les plus courants d'environnements propices aux multi-trajets.
- l'effet doppler se manifeste lorsque le récepteur se trouve en mouvement relatif par rapport à l'émetteur. La fréquence de signal reçu ne sera pas la même que celle de signal émis. la fréquence au récepteur diminue au fur et à mesure qu'on se rapproche de l'émetteur. Ce changement de fréquence dépend essentiellement du mouvement relatif entre l'émetteur et le récepteur, ainsi que la vitesse de propagation de l'onde transmise. ce décalage est géré par l'équation suivante [42] :

$$f_d = \frac{v \times f_0 \cos(\alpha)}{c} \quad (2.8)$$

f_0 , fréquence de la porteuse ou de la source,

v, différence de vitesse entre l'émetteur et le récepteur,

α, angle entre la direction du signal reçu et la direction de mouvement.

II.4.1.3.4 Démodulation OFDM

En tenant compte de la réponse impulsionnelle H_k (t) du canal, le signal y(t) parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole Tu,

$$y(t)=\sum_{k=0}^{M-1} C_k \; H_k \; e^{2j\pi f_k} \quad (2.9)$$

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les M sous-porteuses selon le schéma classique :

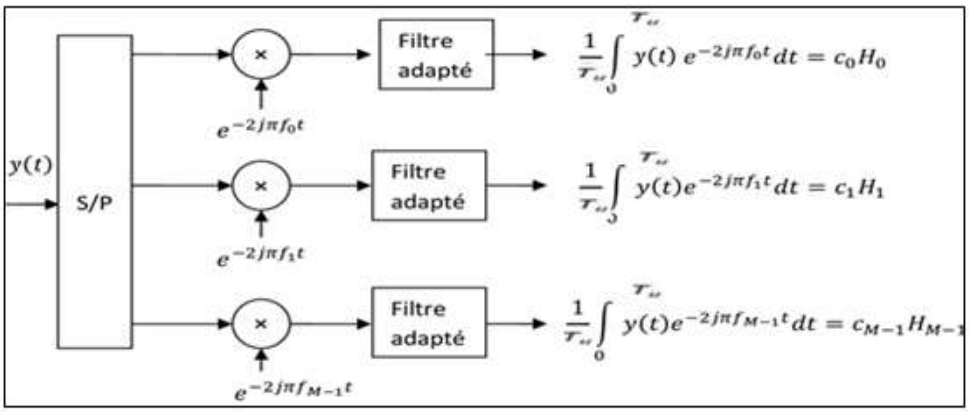


Figure II.16 : Principe de la démodulation classique

II.4.1.3.5 Suppression du préfixe cyclique

Cette étape consiste à supprimer la copie de la fin du symbole qui était ajouté à l'émission pour éliminer l'ISI, figure II.17.

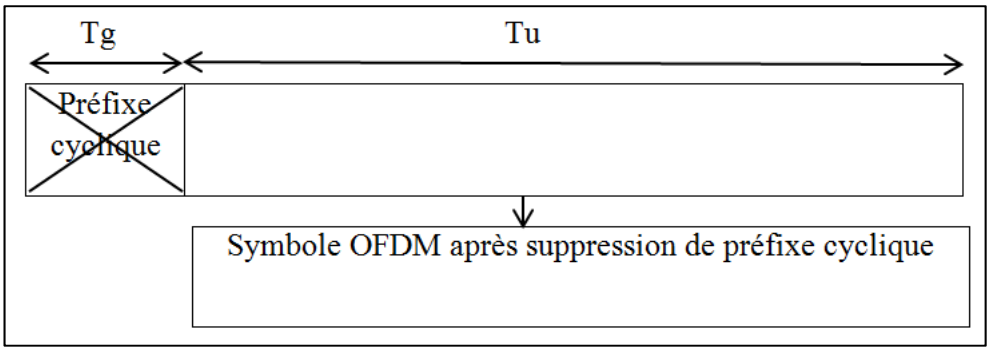


Figure II.17 : suppression de préfixe cyclique

II.4.1.4 Inconvénients de L'OFDM

L'OFDM souffre de quelques défauts, et on citera deux principaux :

- La sensibilité aux erreurs de fréquence porteuse due, soit à l'offset de l'oscillateur local, ou au décalage doppler).

  Les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur seront toujours en dérive, donc des moyens doivent être pris pour les garder synchronisés et aboutir à une bonne démodulation figure II.18. Chaque station de base envoie périodiquement des signaux de synchronisation qui sont utilisés par l'UE à cette fin.

  Cependant, les déplacements de Doppler réduisent l'énergie utile dans chaque sous porteuse, et introduisent des interférences inter-canaux (ICI) due à une perte d'orthogonalité, figure II.19, et donc des erreurs de fréquences qui sont générées.

  Pour ces raisons, la fréquence du signal doit être suivie de manière continue. Les décalages doivent être corrigés dans le traitement en bande de base, pour éviter les ICI.

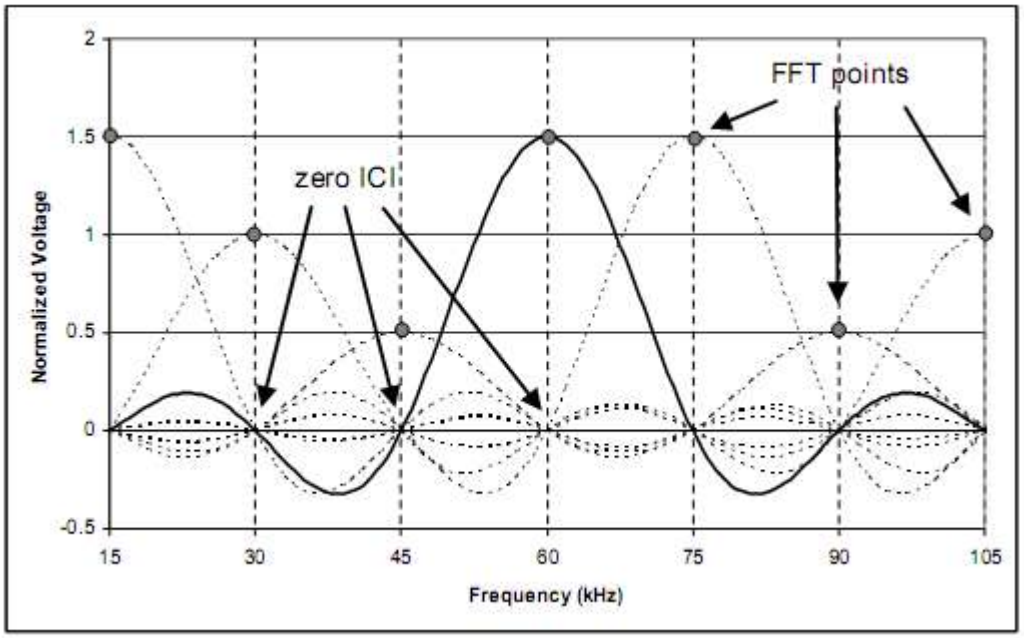


Figure II.18 **:** Signal démodulé sans décalage de fréquence

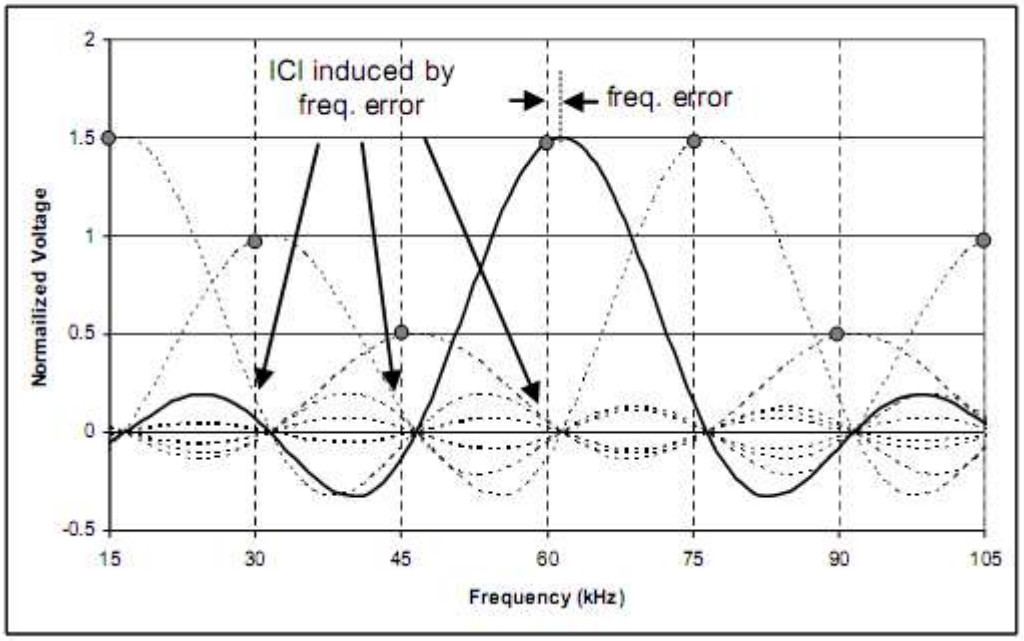


Figure II.19 : Signal démodulé avec décalage de fréquence causant l'ICI

- un grand rapport puissance-crête à moyenne du signal (PAPR, Peak-to-Average Power Ratio), qui représente la puissance pic du signal émis, divisé par sa tension efficace :

$$PAPR= \frac{MAX(S(t)^2)}{\frac{1}{T}\int S(t)^2\,dt} \quad (2.10)$$

Donc la puissance instantanée RF transmise peut considérablement varier au sein d'un seul symbole OFDM. Comme indiqué ci-dessus, le symbole OFDM est une combinaison de l'ensemble des sous-porteuses. Les tensions des sous porteuses peuvent s'ajouter en phase à certains points dans le symbole, ce qui entraîne de très hautes crêtes de puissance instantanée beaucoup plus élevée que la puissance moyenne. Donc pour réduire le PAPR, il faut augmenter le rendement des amplificateurs et réduire la consommation des équipements [23].

II.4.2 Technique MIMO

Un brevet sur une méthode de communication sans-fil utilisant des antennes multiples a été déposé en 1984 par M. Jack Winters pour le compte de Bell Labs. En 1985, M.JackSalz publia un article sur le MIMO (Multiple Input Multiple Output) basé sur les travaux de M. Winters. En 1996, Greg Rayleigh et Gérard J. Foschini ont inventé de nouvelles approches accroissant l'efficacité du MIMO. Notamment, il a été démontré que la capacité du canal augmente proportionnellement avec le nombre d'antennes [30].

Le modèle de l'interface radio du système MIMO contient des antennes émettrices et antennes de réception. Ce modèle décrit le lien entre la station de base LTE (eNB) et la station mobile (UE) [31].

Les systèmes d'antennes MIMO jouent un rôle important pour LTE. Seule l'utilisation d'antennes intelligentes permet d'obtenir une efficacité élevée du spectre.

Contrairement à l'UMTS, avec le LTE, les systèmes d'antennes MIMO font partie intégrante du système, aussi bien au niveau de la station de base qu'au niveau du téléphone mobile. La technologie MIMO permet la transmission parallèle et

simultanée de données sur la même fréquence, avec plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et du récepteur [18].

Les systèmes MIMO présentent deux avantages majeurs par rapport aux systèmes à une seule antenne SISO (Single Input Single Output), grâce à l'apport de la diversité spatiale. Ils permettent d'améliorer la qualité du lien en s'affranchissant des évanouissements des canaux par multiplexage spatial, ils permettent d'augmenter le débit d'information sans augmenter la bande passante ou la puissance transmise [33].

II.4.2.1 Diversité spatiale

La diversité spatiale aussi connue sous le nom de diversité d'antenne ou diversité matricielle. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant. L'objectif est d'avoir plusieurs antennes séparées d'une distance suffisante pour assurer la dé-corrélation des canaux.

Le principe de base des systèmes MIMO consiste donc à combiner les signaux judicieusement tant à l'émission qu'à la réception pour exploiter la diversité spatiale et donc réduire les effets des évanouissements, ou pour augmenter le débit de transmission [32].

Soit un système MIMO composé de N_T antennes à l'émission et de N_R antennes à la réception comme illustré sur la figure II.20.

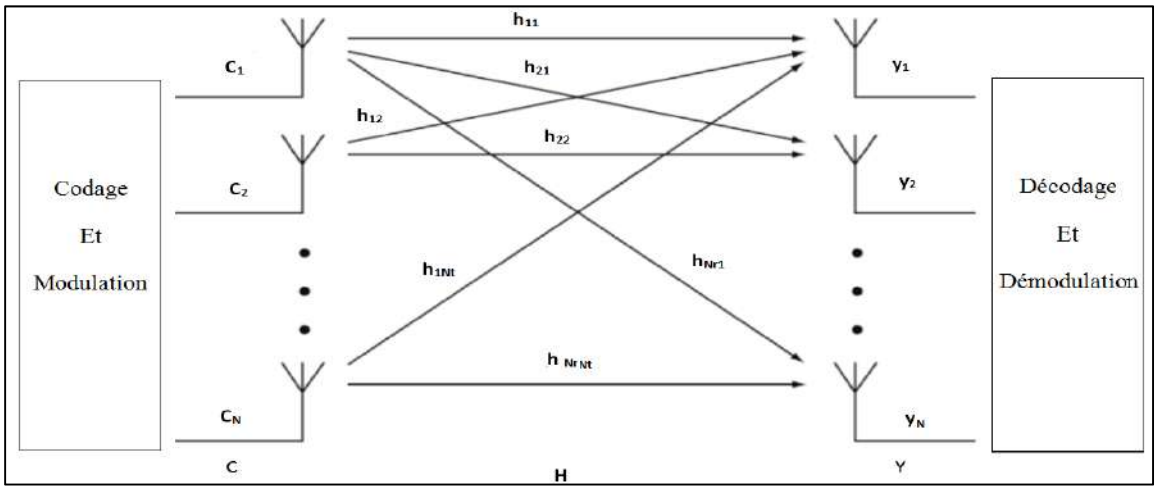


Figure II.20: Système de transmission sans fil MIMO

Le signal reçu y_j à chaque instant sur la j-ième antenne de réception est la somme des symboles bruités issus des N_t signaux transmis :

$$y_j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ji} c_i + n_j \quad (2.11)$$

Où h_{ij} est le gain du canal non sélectif en fréquence entre l'antenne d'émission i et l'antenne de réception j, et n_j est le bruit additif qui est modélisé par des échantillons indépendants et suivant une loi gaussienne centrée de PSD $N_0/2$ par dimension réelle.

Soit H, la matrice du canal MIMO, de dimension Nr ×Nt :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

L'équation (2.11) peut s'écrire sous une forme matricielle :

$$y = Hc + n \quad (2.13)$$

Où y et n sont respectivement, les vecteurs de réception et de bruit de dimension Nr×1.

II.4.2.2 Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial permet de maximiser le débit d'information sur un canal MIMO, à condition que le canal radio soit de bonne qualité (Puissance de réception moyenne élevée, SIR (Signal Interference Ratio) élevé et faible corrélation entre les canaux radioélectriques des antennes). Le multiplexage peut être mono-utilisateur ou multi utilisateurs. Dans les deux cas, le débit du système est le même. Avec le multiplexage spatial mono- utilisateur, les flux de données parallèles des différentes antennes émettrices de la station de base sont transmis à un seul utilisateur. Le nombre des flux indépendants dépend de la configuration des antennes MIMO. Un MIMO 4x4 (4 antennes en réception/émission) permet, par exemple, au maximum de, quadrupler le débit par rapport à un système d'antenne conventionnel (1x1). Avec le multiplexage spatial multi- utilisateurs, les flux de données partent de la station de base vers plusieurs utilisateurs SDMA (Spacial Division Multiple Access).

Un MIMO 4x4 permet, en liaison descendante, de desservir quatre utilisateurs avec les mêmes ressources. Le débit de données par utilisateur correspond alors à un quart de celui du multiplexage spatial mono-utilisateur, le débit du système est le même puisque 4 utilisateurs utilisent les ressources [18].

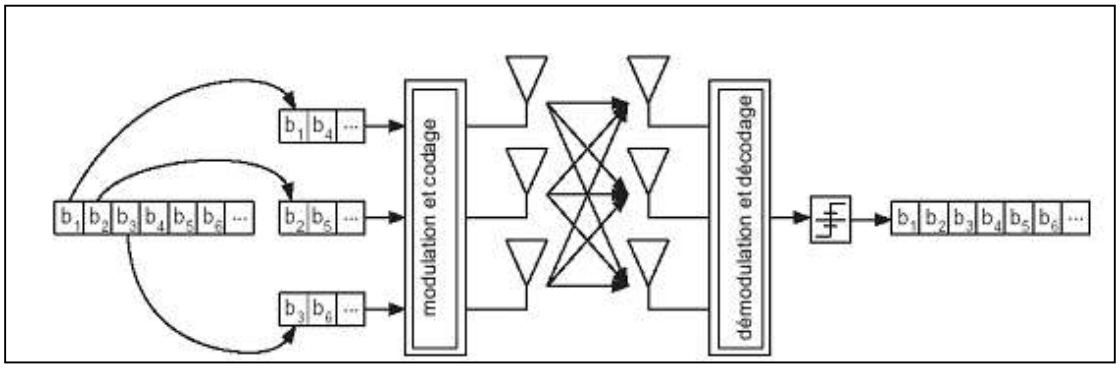


Figure II.21: Schéma synoptique du multiplexage spatial

II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a parcouru les différentes techniques utilisées dans le standard 3GPP, qui affectent de hautes performances au système LTE. Cela est dû surtout à la structure de trame que comprend la modulation OFDM, ainsi que la technique MIMO qui offre une flexibilité requise.

Chpitre III

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va présenter la structure du modèle qu'on a adapté pour aborder les simulations du système LTE. Ce modèle comprend une chaîne d'émission basée sur les spécifications de la norme 3GPP (couche PHY) et une chaîne de réception duale.

III.2 Modèle de simulation

On va représenter deux modèles de simulation, le premier sert à représenter une chaîne de transmission de codage de canal et le deuxième, une chaîne de transmission MIMO-OFDM qui comprend la modulation/démodulation OFDM et la transmission MIMO à canal multi-trajets.

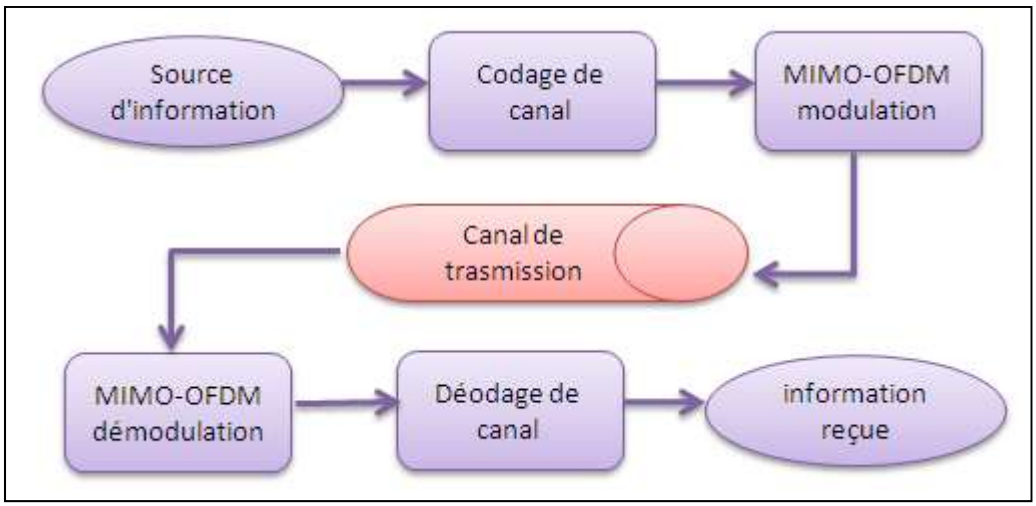


Figure III.1 : Modèle de simulation

III.2.1 Chaîne de transmission de codage du canal

Dans cette chaine, Les flux de données de la couche MAC sont codés pour offrir des services de transport sur la liaison de transmission radio. Le codage de canal est une combinaison de détection d'erreur, correction d'erreur, adaptation du débit, entrelacement, et conversion bits/symbole (mapping) du canal de transmission, figure III.2.

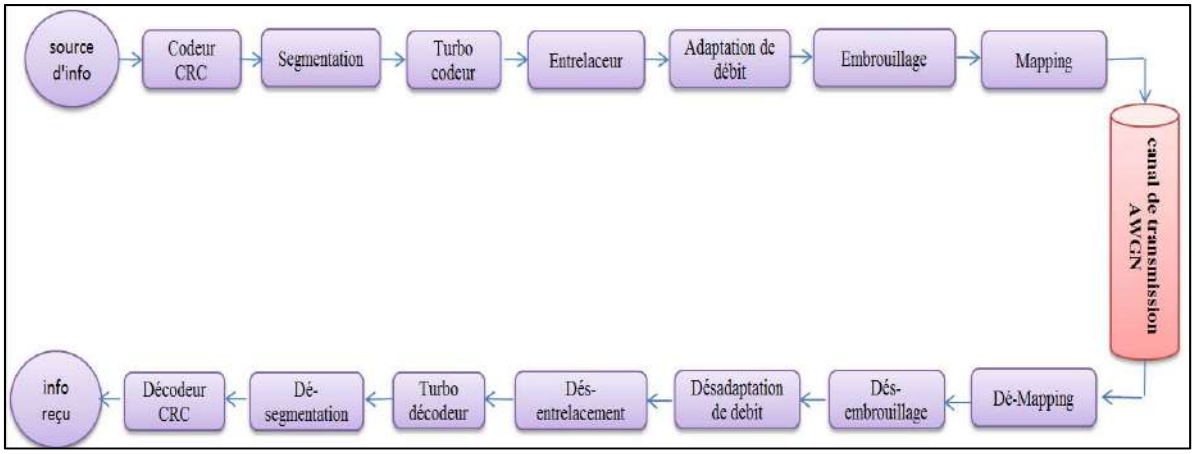


Figure III.2: Chaîne de transmission comportant le codage du canal

III.2.1.1 Source d'information

C'est une génération aléatoire de données, regroupées dans un bloc de transport TB qui est transmis à la couche physique par la couche MAC toutes les millisecondes, contenant les informations associées aux applications demandées par un utilisateur[14].

Ce modèle génère donc une séquence binaire aléatoire dans laquelle, les bits sont équiprobables [34].

III.2.1.2 L'encodeur CRC

L'encodeur CRC est le premier traitement réalisé par la couche physique sur le TB , qui consiste à lui ajouter une en-tête de données de contrôle de 24 bits, appelé CRC (Contrôle de Redondance Cyclique) [14], en utilisant le polynôme générateur :

$$g_{CRC24A}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^{18} + D^{17} + D^{14} + D^{11} + D^{10} + D^{7} + D^{6} + D^{5} + D^{4} + D^{3} + D + 1]$$

À la réception, il suffit de calculer le CRC à partir des données reçues, y compris le CRC envoyé, et il doit être égal à zéro. Si le résultat est non nul, cela indique la présence d'erreur.

III.2.1.3 Code en bloc

La séquence de bits d'entrée est désignée par b0, b1, b2, ..., b_{B-1}. Si B est plus grande que la taille maximale du code de bloc (Z = 6144) taille pour laquelle, correspond la quantité de données maximales qu'un turbo codeur peut supporter, la segmentation de la séquence de bits d'entrée est effectuée et une séquence supplémentaire de CRC à 24 bits (CRC utilisant le polynôme générateur g_{CRC24B} (D)) est attachée à chaque bloc de code.

$$g_{CRC24B}(D) = [D^{24} + D^{23} + D^6 + D^5 + D + 1]$$

Avec le nombre de blocs segmentés $C = \frac{B}{Z-L}$ où L=24 (bits du CRC)

Si B <40, des bits de remplissage sont ajoutés au début du bloc de code. Les bits de remplissage sont toujours mis à zéro, à l'entrée de l'encodeur [34].

III.2.1.4 Turbo codeur

La donnée transmise peut subir des transformations lors d'une transmission à distance. Ceci peut être dû à des réflexions multiples sur des obstacles, ou à des atténuations dues au canal de transmission.

Pour protéger les données numériques lors d'un transfert, il existe une technique de codage du canal, qui rajouter une information de redondance selon des règles qui sont connues du récepteur.

Cela permet donc, d'extraire au mieux l'information d'origine, même si le signal est fortement altéré [38].

Le schéma du turbo-codeur utilisé dans LTE est une concaténation de deux codeurs convolutifs récursifs à 8-états (PCCC :Parallel-Concatenated-Convolutional-Code) et d'un turbo-codeur interne d'entrelacement [44] .

La structure du turbo-codeur est illustrée dans la figure III.3.

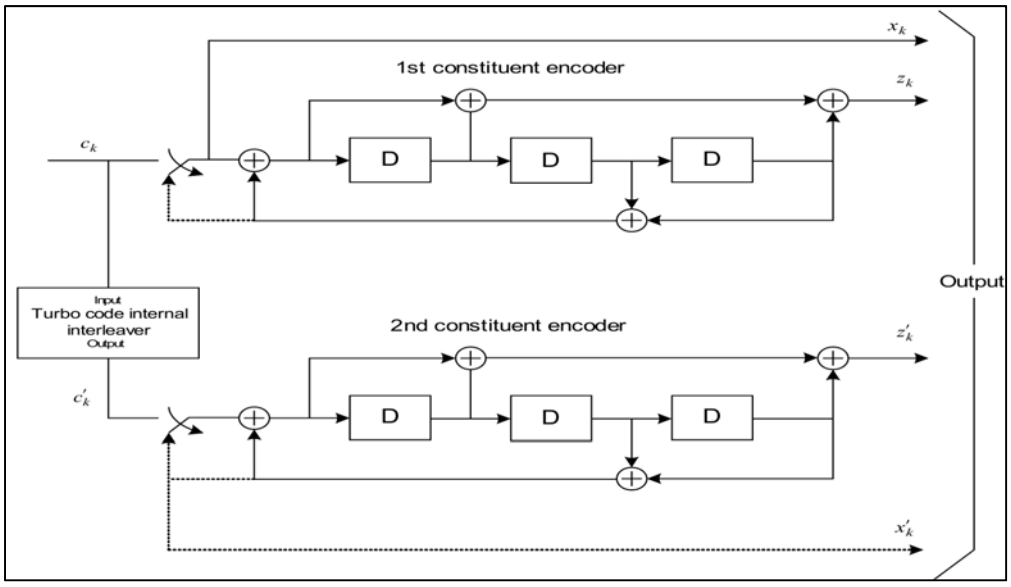


Figure III.3: Structure du codeur turbo 1/3

C_k est l'information ou la séquence systématique qui est également un bloc entrelacé avant qu'il ne soit codé dans le second constituant du codeur convolutionnel. Ceci, pour augmenter les effets de la diversité de codage, puis, il est appelé C_k'.

La sortie d'un turbo code comprend les sorties de chaque codeur convolutionnel, ainsi que la séquence d'origine, d'où le code global systématique de sortie.

Les bits systématiques du second constituant ne sont pas envoyés, parce qu'ils peuvent être obtenus dans le décodeur d'entrelacement par la séquence d'origine envoyée.

La sortie du turbo-codeur appelée bloc codé, se compose donc de 3 flux codés, l'une avec les bits systématiques, $d_k^{(0)} = x_k$, et deux avec des morceaux encodés, $d_k^{(1)} = z_k$ et $d_k^{(2)} = z'_k$.

La fonction de transfert du code constituant du PCCC à 8-état, est la suivante:

$G(D)=\left[1, \frac{g_1(D)}{g_0(D)}\right]$ où $g_0(D)$ et $g_1(D)$ sont les polynômes générateurs :

$$g_0(D)= 1+D^2+D^3$$

$$g_1(D)= 1+D+D^3$$

- **Codage convolutif**

Les codes convolutifs constituent l'une des principales familles de codes correcteurs d'erreurs. Le codage convolutif consiste à faire passer les séquences de données à travers un registre à décalage. Ce registre à décalage est généralement constitué de L étages et de n fonctions algébriques génératrices, réalisées par addition modulo 2 des étages sélectionnés. Le paramètre L est appelé longueur de contrainte et le rendement du code est alors $r = \frac{1}{n}$.

- **Diagramme de treillis**

La représentation la plus courante d'un code convolutif est le diagramme en treillis, figureIII.4. Il est d'une importance majeure aussi bien pour la définition des propriétés d'un code que pour son décodage.

Le registre à l'instant i est caractérisé par les bits $S_i^{(1)}$, $S_i^{(2)}$, …, $S_i^{(L)}$ mémorisés qui définissent son état que l'on peut donc coder sur L bits et représenter sous forme d'un vecteur $S_i= (S_i^{(1)}, S_i^{(2)}, …, S_i^{(L)})$. Un tel codeur convolutif possède donc 2^L valeurs possibles d'états. Chacune de ces valeurs possibles est représentée par un nœud. A chaque instant i est associée une colonne d'état-nœuds et en fonction de l'entrée d_i, le codeur transite d'un état S_i à S_{i+1} en délivrant les

bits codés. Cette transition entre deux états est représentée par un arc entre les deux nœuds associés et étiqueté avec les sorties du codeur. La succession des états S_i jusqu'à l'instant t est présenté par les différents chemins entre l'état de départ et les différents états possible à l'instant t.

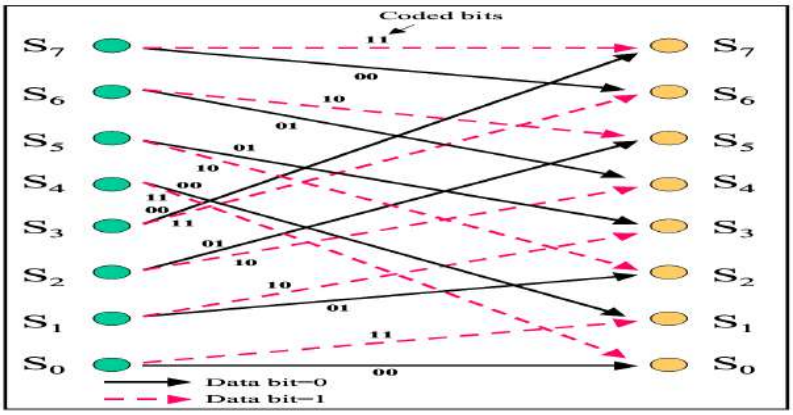


Figure III.4:Diagramme de treillis d'un codeur convolutif à 8 états

- *L'entrelaceur interne du turbo codeur*

L'entrelacement permet d'éviter de longues suites de bits ou d'octets consécutifs erronés (permuter les données émises). Pour cela, il répartit, à l'émission, les octets d'un paquet dans d'autres paquets [37].

À la réception, un schéma itératif de décodage est utilisé dans le modèle de la figure III.5. Le nombre itératif peut être réglé de 1 à 20 par paramétrage. En théorie, si le nombre d'itérations s'approche de l'infini, l'estimation à la sortie du décodeur s'approche vers la meilleure solution. Cependant, effectuer plus d'itérations, nécessite souvent plus de temps et plus de matériel.

La figure III.5 montre la structure du décodeur Turbo.

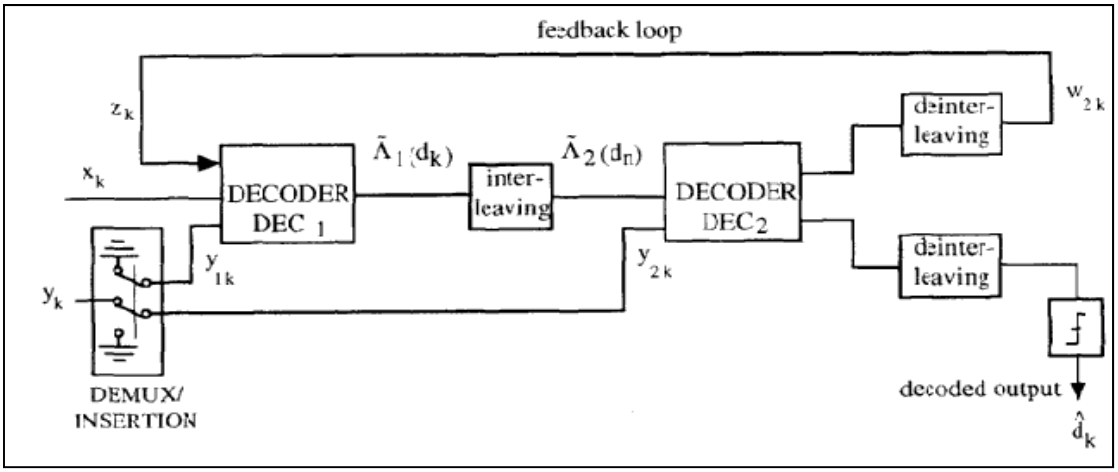


Figure III.5: Structure du Turbo décodeur

Le décodeur 1 y calcule l'algorithme du rapport de vraisemblance (Like Lihood Ratio, LLR) associé à chaque bit décodé à partir des informations systématiques (X_k), des informations redondantes du codeur 1 (y_{1k}) et de l'information extrinsèque (Z_k).

$$\Lambda(d_k)=\log \frac{p(d_k=1/X_k)}{p(d_k=0/X_k)} \tag{3.1}$$

Où $\Lambda(d_k)$ représente l'algorithme LLR et $p(d_k = i)\ i \in \{0,1\}$ est la probabilité pour que la donnée transmise d_k =1 ou 0, connaissant le signal reçu X_k.

Le décodeur 2 prend en entrée la version entrelacée du LLR, l'information redondante du second codeur (Y_{2K}). L'information extrinsèque du décodeur 2 est entrelacée pour produire Z_k, qui est renvoyé au décodeur1.

Remarque

LTE emploie un paquet de signaux de contrôle, appelé ARQ hybride(HARQ), qui est une combinaison de FEC (Forward Error Correction) un code correcteur d'erreur, et ARQ (Automatic Repeat Request) ou demande de répétition automatique, pour contrôler la retransmission des paquets trouvés erronés.

Le FEC utilise le codage Turbo pour corriger les erreurs, tandis que l'ARQ utilise un CRC, qui fournit des informations ACK / NACK, pour détecter les erreurs. Pour LTE, HARQ utilise la stratégie de redondance incrémentale (IR), où chaque retransmission contient différents bits de la transmission originale.

Le récepteur y combine les bits et les bits retransmis originaux. En conséquence, IR apporte un gain de codage supplémentaire au coût d'un code à bas taux [40].

III.2.1.5 Adaptateur de débit

Une fonction d'adaptation de débit va permettre d'ajuster la quantité des bits transmis. Au niveau du transmetteur, une adaptation du débit est basée sur un algorithme qui comprend trois sous-blocs entrelaceurs, un pour des flux de bits systématiques du turbo codeur et deux pour des flux de bits redondants du turbo-codeur, suivi par la collecte de bits et la génération d'un tampon circulaire stockant les flux de bits systématiques et de bits redondants.

Chaque donnée, $d_k^{(0)}$, $d_k^{(1)}$ et $d_k^{(2)}$, est réarrangée avec son propre sous-bloc entrelaceur pour forme $v_k^{(0)}$, $v_k^{(1)}$ et $v_k^{(2)}$, respectivement, dans un format entrelacé, figure III.6.

Puis, une mémoire tampon unique est formée en plaçant les bits systématiques réarrangés en $v_k^{(0)}$, au début puis suivi par les deux flux redondants entrelacés réarrangés en $v_k^{(1)}$ et $v_k^{(2)}$.

Un sélecteur de bit sélectionne le nombre de bits codés (E) pour la transmission, en satisfaisant le taux de code de fonctionnement souhaité [44].

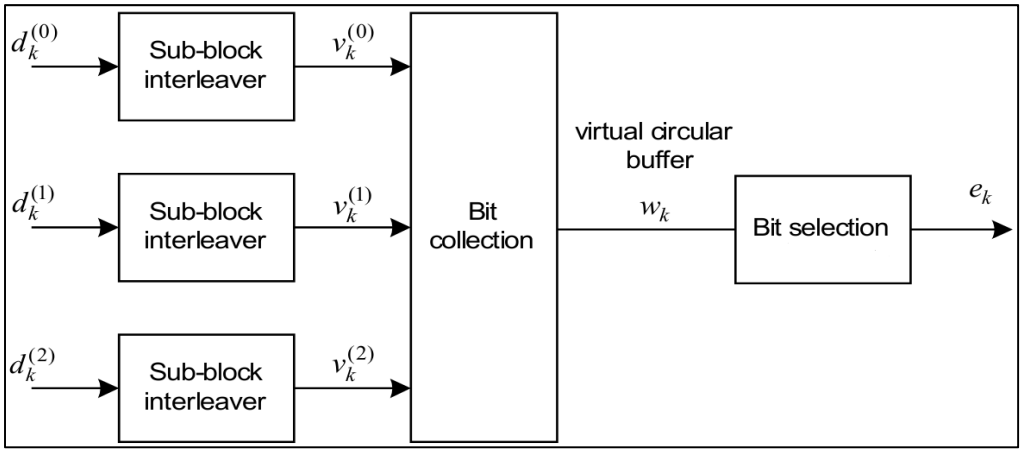


Figure III.6: Adaptateur de débit

A la réception on fait une désadaptation de débit qui représente l'opération inverse de l'adaptateur de débit.

III.2.1.6 Embrouilleur

Les données séries peuvent en fait contenir des longues séquences de 0 ou de 1 : il suffit qu'un utilisateur envoie peu ou pas de données… Dans ce cas, le récepteur aura, après démodulation, des difficultés à reconstituer le rythme binaire et donc les informations de façon fiable.

L'embrouilleur a pour but de rendre les informations transmises difficilement piratable en éliminant les longues séquences de '0' ou de '1' que peut contenir la séquence d'entrée.

A la réception, un même mécanisme que la fonction d'embrouillage, le processus de désembrouillage permet de remettre les bits dans l'ordre dans lequel ils se sont présentés à l'entrée du système. A la sortie de ces blocs, le BER est calculé en comparant les bits résultants aux bits initialement émis [37].

III.2.1.7 Conversion bits/symboles (Mapping)

Ce convertisseur prend les chiffres binaires, 0 et 1 d'entrée, et génère des symboles de modulation à valeurs complexes, x = I+jQ, en sortie. Lorsque l'indicateur de conversion est égal à 0, la constellation QPSK est utilisée. Lorsque l'indicateur de conversion est égal à 1, la constellation 16QAM est utilisée. Lorsque l'indicateur de conversion est égal à 2, la constellation 64QAM est utilisée.

En cas de modulation QPSK, les paires de bits, b (n) b (n+1), sont convertis en valeur complexe (deux bits par symbole) selon le tableau III.1 et figure III.7.
En cas de modulation 16QAM, les paires de bits, b (n), b (n+1),b (n+2),b (n+3), , sont convertie en valeur complexe (quatre bits par symbole) selon le tableau III.2 et figure III.8.
En cas de modulation 64QAM, les paires de bits, b (n), b (n+1), b (n+2), b(n+3), b(n+4), b(n+5),sont convertis en valeur complexe (six bits par symbole) selon le tableau III.3 et figure III.9.

b(n),b(n+1)	I	Q
00	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
01	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
10	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
11	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

Tableau III.1 : Répartition dans le plan I /Q de la modulation QPSK

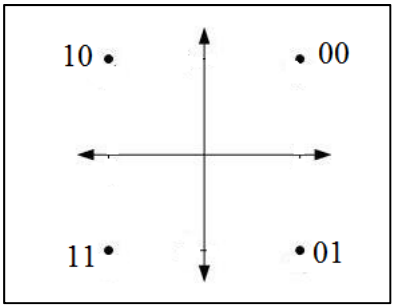


Figure III.7 : Diagramme théorique d'une constellation QPSK

b(n), b(n+1), b(n+3), b(n+4)	I	Q
0000	1/√10	$1/\sqrt{10}$
0001	$1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0010	$3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0011	$3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0100	$1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0101	$1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0110	$3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0111	$3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1000	$-1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1001	$-1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1010	$-3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1011	$-3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1100	$-1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1101	$-1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1110	$-3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1111	$-3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$

Tableau III.2 : Répartition dans le plan I/Q de la modulation 16QAM

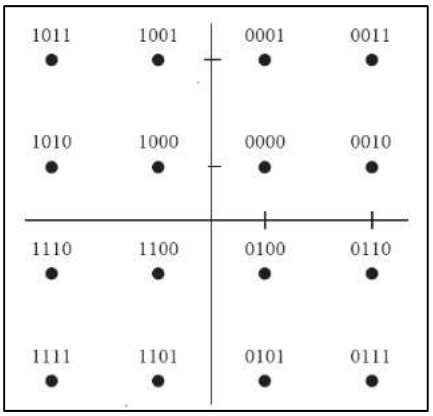


Figure III.8 : Diagramme théorique d'une constellation 16QAM

b(n), b (n+1), b (n+2), b(n+3), b(n+4) , b(n+5),	I	Q	b (n), b (n+1), b (n+2), b(n+3), b(n+4), b(n+5),	I	Q
000000	3/√42	3/√42	100000	-3/√42	3/√42
000001	3/√42	1/√42	100001	-3/√42	1/√42
000010	1/√42	3/√42	100010	-1/√42	3/√42
000011	1/√42	1/√42	100011	-1/√42	1/√42
000100	3/√42	5/√42	100100	-3/√42	5/√42
000101	3/√42	7/√42	100101	-3/√42	7/√42
000110	1/√42	5/√42	100110	-1/√42	5/√42
000111	1/√42	7/√42	100111	-1/√42	7/√42
001000	5/√42	3/√42	101000	-5/√42	3/√42
001001	5/√42	1/√42	101001	-5/√42	1/√42
001010	7/√42	3/√42	101010	-7/√42	3/√42
001011	7/√42	5/√42	101011	-7/√42	5/√42
001100	5/√42	7/√42	101100	-5/√42	7/√42
001101	5/√42	5/√42	101101	-5/√42	5/√42
001110	7/√42	7/√42	101110	-7/√42	7/√42
001111	7/√42	3/√42	101111	-7/√42	3/√42
010000	3/√42	-3/√42	110000	-3/√42	-3/√42
010001	3/√42	-1/√42	110001	-3/√42	-1/√42
010010	1/√42	-3/√42	110010	-1/√42	-3/√42
010011	1/√42	-1/√42	110011	-1/√42	-1/√42
010100	3/√42	-5/√42	110100	-3/√42	-5/√42
010101	3/√42	-7/√42	110101	-3/√42	-7/√42
010110	1/√42	-5/√42	110110	-1/√42	-5/√42
010111	1/√42	-7/√42	110111	-1/√42	-7/√42
011000	5/√42	-3/√42	111000	-5/√42	-3/√42
011001	5/√42	-1/√42	111001	-5/√42	-1/√42
011010	7/√42	-3/√42	111010	-7/√42	-3/√42
011011	7/√42	-5/√42	111011	-7/√42	-5/√42
011100	5/√42	-7/√42	111100	-5/√42	-7/√42
011101	5/√42	-5/√42	111101	-5/√42	-5/√42
011110	7/√42	-7/√42	111110	-7/√42	-7/√42
011111	7/√42	-3/√42	111111	-7/√42	-3/√42

Tableau III.3 : Répartition dans le plan I/Q de la modulation 64QAM

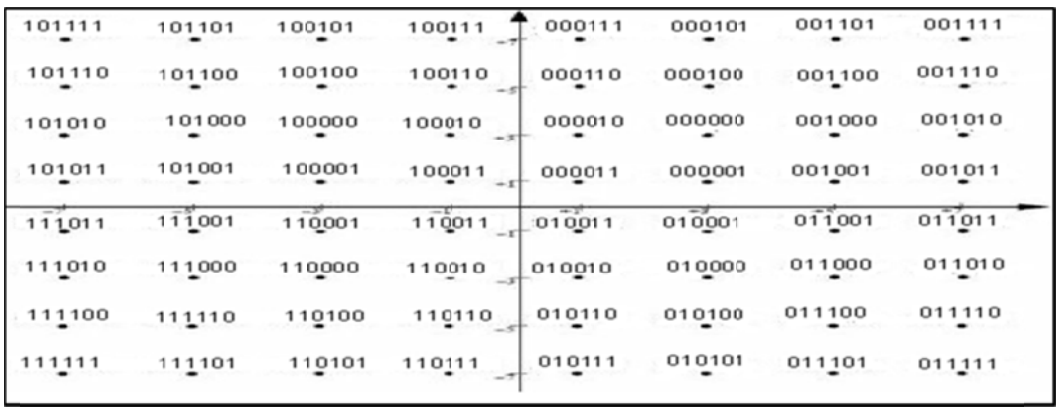


Figure III.9 : Diagramme théorique d'une constellation 64QAM

III.2.2 Chaîne de transmission de MIMO

Comme vu au chapitre précédent, MIMO peut être utilisé pour réduire l'interférence co-canal et fournir une matrice de gain, ce qu'on appelle la formation de faisceau.

Une forme plus avancée de MIMO comprend un pré-codage spécial pour faire correspondre les transmissions aux modes propres de la chaîne. Il en résulte l'optimisation de chaque flux, réparti dans plus d'une antenne d'émission. Pour que cette technique fonctionne efficacement l'émetteur doit avoir une connaissance des conditions du canal et, dans le cas de FDD (utilisé dans notre étude), ces conditions doivent être fournies en temps réel par les commentaires de l'UE. Une telle optimisation complique considérablement le système, mais peu aussi fournir des performances supérieures [44].

Le modèle de la chaîne de transmission MIMO est figure III.10.

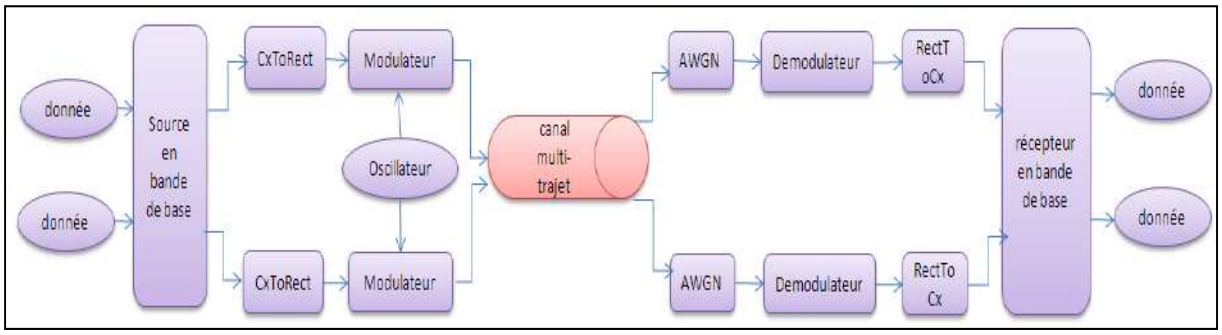


Figure III.10: Chaîne de transmission de MIMO

III.2.2.1 Source 2×2 en bande de base

C'est un bloc de source du signal d'antenne MIMO (2×2) qui comporte le codage canal de la chaîne précédente et un multiplexage OFDM.

Ce bloc comprend deux entrées d'informations (binaires aléatoires), cas d'une diversité spatiale, les quelles vont être transmis sur tous les ports d'antenne d'émission.

III.2.2.2 Convertisseur complexe à réel-imaginaire(CxToRect)

Le bloc CxToRect sépare les valeurs d'entrée complexes en valeurs réelles et imaginaires.

III.2.2.3 Oscillateur

Un oscillateur RF délivre une fréquence porteuse, et sa fréquence orthogonale ($\sin w_0 t$ et $\cos w_0 t$)

III.2.2.4 Modulateur

Ce bloc met en œuvre une modulation de la porteuse en amplitude, ou phase, ou fréquence, ou en quadrature.

III.2.2.5 Canal MIMO :

Le modèle de la chaîne met en œuvre un canal MIMO, tel que défini pour les systèmes sans fil du 3GPP LTE. Les conditions de propagation par trajets multiples se composent de plusieurs parties :

- Le profil retardé sous la forme d'une "ligne à retard exploité", caractérisé par un certain nombre de prises à des positions fixes sur une grille d'échantillonnage. Le profil peut être en outre caractérisé par la propagation retardée de RMS et le délai maximum engendré par les prises.
- Une combinaison de paramètres du modèle de canal comprenant le profil de retard et le spectre Doppler, qui est caractérisé par une forme de spectre classique et une fréquence Doppler maximale (fm) est :

$$fm= (v/c)f_0$$

Où v : spécifie la vitesse du mobile par rapport à la station de base.

c : la vitesse de la lumière ($3x10^8$ m/s).

f_0 : la fréquence de la porteuse.

III.2.2.6 Densité de bruit : (AddNDensity)

Un bruit blanc gaussien est ajouté à l'entrée spécifiée. La puissance de bruit ajoutée à l'entrée est exprimée par la densité de bruit en Watts / Hz.

III.2.2.7 Démodulateur

Le bloc met en œuvre un récepteur de type cohérent qui peut être utilisé pour démoduler l'amplitude, la phase, la fréquence, ou effectuer démodulation en quadrature.

III.2.2.8 Convertisseur réel-imaginaire à complexe (RectToCx)

Le bloc RectToCx convertit les valeurs d'entrée réelle et imaginaire a la valeur de sorti complexes. (Sortie = réelle + j × imaginaire).

III.2.2.9 Récepteur 2×2 en bande de base

C'est un bloc de réception du signal d'antenne MIMO (2×2) qui comporte le décodage du canal et le démultiplexage OFDM. Dans le but de mesurer le BER, on se réfère à la sortie UE1_RawBits qui représente les bits décodés du bloc de transport pour UE 1. Cette sorties sont les bits reçus pour mesurer le BER.

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a adopté un modèle de simulation d'un système de transmission LTE-DL composé de trois blocs : l'émetteur, le modèle du canal et le récepteur. L'implémentation de ce modèle sera exploité dans le chapitre suivant afin d'évaluer ses performances à l'aide de simulations.

Chpitre IV

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, les résultats de simulation sont présentés et discutés. Dans les sections suivantes, nous allons d'abord présenter la structure du simulateur utilisé, ensuite présenter les résultats de simulation validant l'implémentation des différents paramètres qui caractérisent les performances de la couche physique.

IV.2 Présentation du simulateur

Agilent SystemVue est un environnement de conception au niveau des systèmes blocs de communications. La méthodologie de conception est basée sur un modèle de communication en même temps, puissant et simple.

Agilent SystemVue se combine avec les produits modulaires Agilent pour créer une extensible plateforme pour la modélisation, la mise en œuvre, et la validation de la prochaine génération de systèmes de communication.

Des modules supplémentaires dans la famille de produits SystemVue améliore son environnement de base pour une compréhension plus profonde et connaissance des applications, qui sont :

- La génération de signaux avec fading
- Prise en charge rapide des normes
- Modélisation précise de composants et linéarisation
- La validation du système à large bande

IV.3 L'environnement de conception de SystemVue2009

L'environnement de conception de System Vue par défaut, comprend plusieurs éléments de développements.

IV.3.1 Menus :

Contient toutes les commandes et fonctions utilisées dans SystemVue.



Figure IV.1: Barre de menu

La commande view (affichage) ; à plusieurs choix dont plusieurs choix dont les deux les plus utilisés sont :

- *Sélecteur de composants (part selector)*

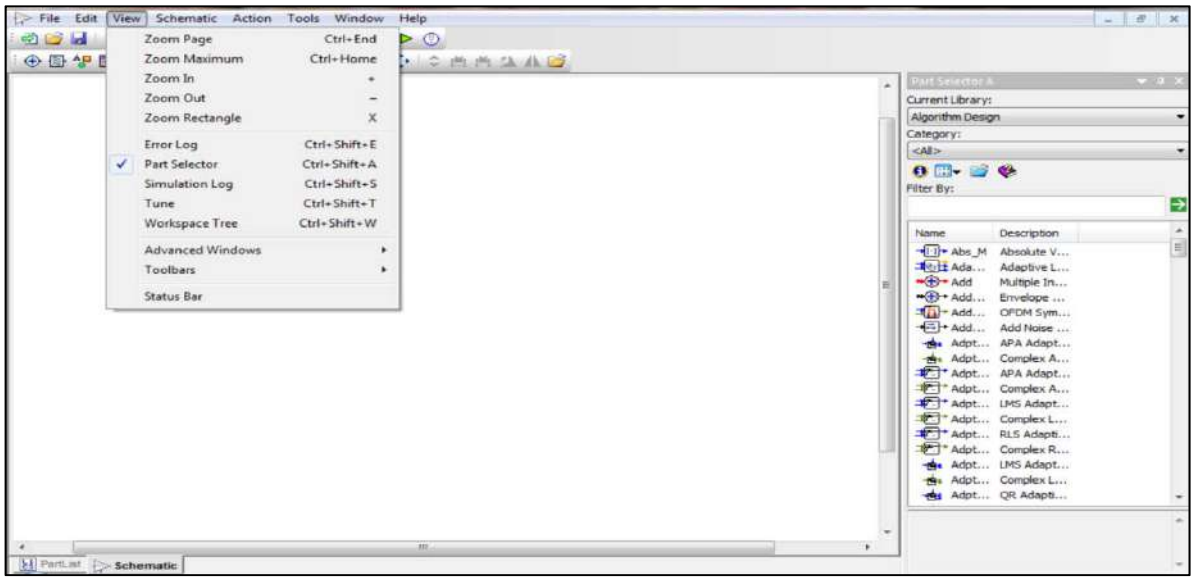


Figure IV.2: Sélecteur de pièce

Il s'agit d'une barre d'outils qui permet d'ajouter des composants ou des blocs fonctionnels dans une conception. Il montre une collection d'objets très nombreux pouvant être employés dans SystemVue.

- *Espace de travail (workspace)*

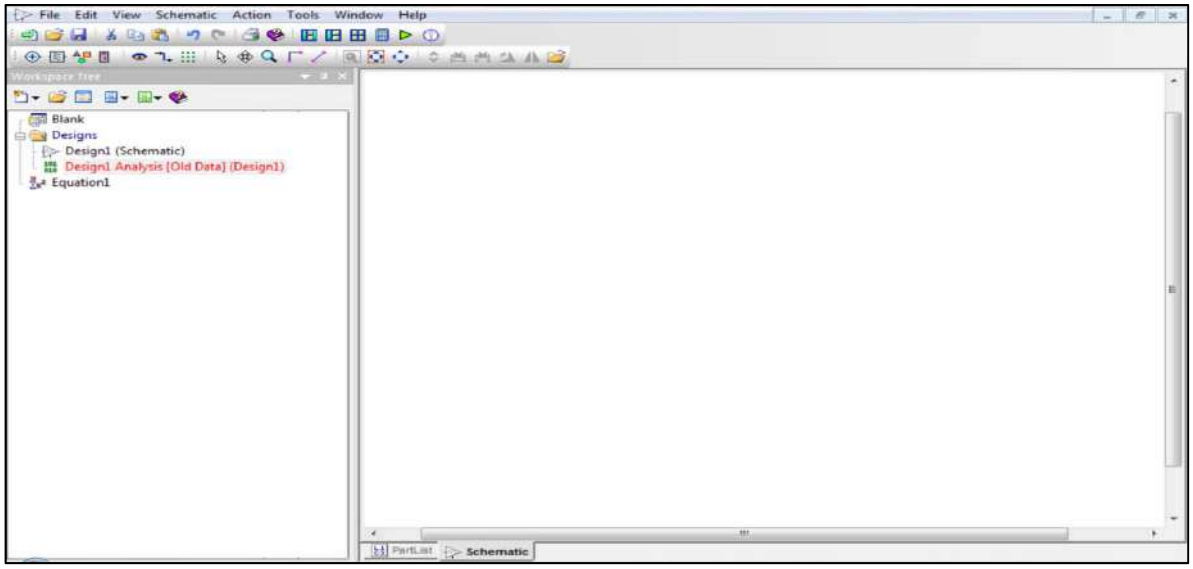


Figure IV.3: Espace de travail

L'espace de travail de SystemVue montre une liste hiérarchique de fichiers dans le projet désigné, tel que des conceptions, des analyses, des modems, et des graphiques. On peut ajouter, supprimer, ou afficher le contenu des fichiers.

IV.3.2 Horloge de simulation

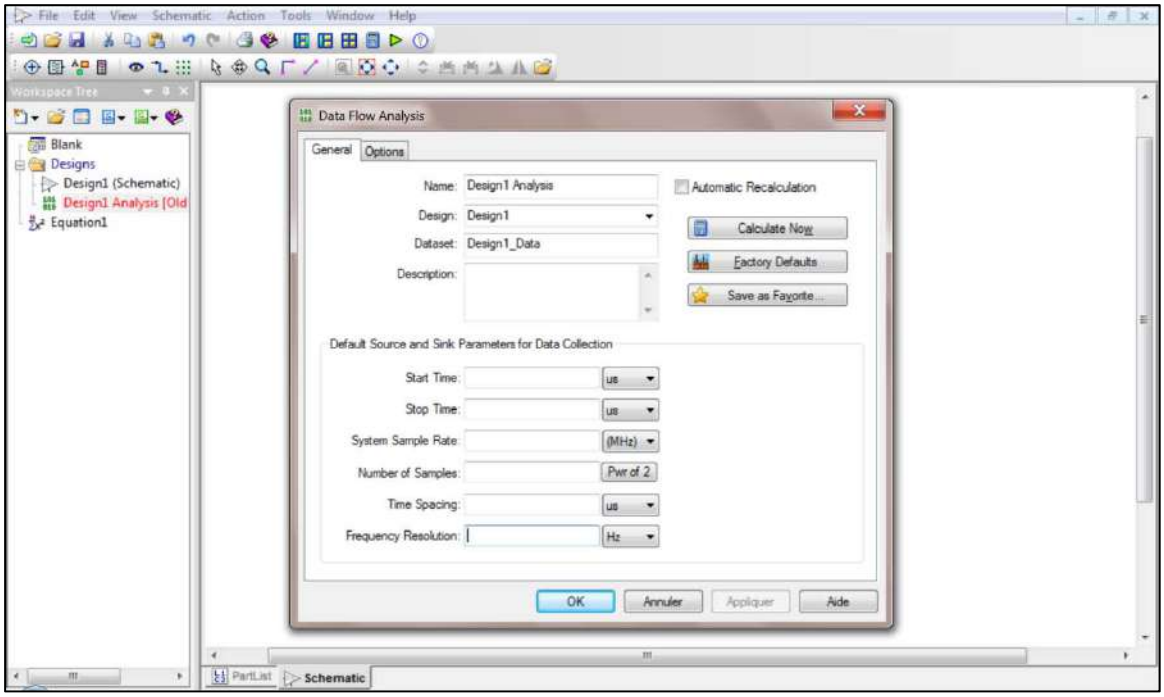


Figure IV.4**:** Horloge de simulation

Elle permet les réglages de base pour l'analyse des flux de données (instant de début, instant final, fréquence d'échantillonnage, nombres d'échantillons, espacement temporel, et résolution fréquentielle).

IV.3.3 Barre d'outils schématique



Figure IV.5: Barre d'outils schématique

Elle contient les boutons qui sont des raccourcis pour les commandes couramment utilisées. On cite les fonctions globales : d'enregistrement de fichiers, d'activer / désactiver les connexions à la ligne automatiques lorsque on déplace les blocs, et des calculs de simulation...etc.

IV.4 Résultats de performance de la couche physique

IV.4.1 Performance du codage de canal :

On introduit un bruit gaussien de valeur RMS au niveau de canal de transmission ou :

$$\text{SNR (dB)} = 10\log\frac{p_{entree\,(w)}}{RMS^2}$$

Pour une puissance d'entrée =0.5 w on obtient :

$$\text{RMS}= \sqrt{\frac{1}{2\times(10^{\frac{SNR}{10}})}} \qquad (4.1)$$

La qualité d'une transmission numérique dépend de la fidélité avec laquelle les éléments binaires du message transmis sont restitués au destinataire. Lorsque le signal émis est analogique, le premier paramètre de qualité est le rapport signal sur bruit, SNR.

Le SNR est un indicateur de la qualité de la transmission d'une information. C'est le rapport des puissances entre le signal d'information utile et l'information non significative correspondant en général au signal présent à la sortie du dispositif, quand on ne présente aucune information à l'entrée. Il s'exprime généralement en décibels (dB ou dBm).

Les paramètres de l'horloge de simulation ; sont configurés selon le tableau IV.1

Start time (us)	Stop time (us)	Fréquence d'échantillonnage (MHz)	Nombre d'échantillon	Résolution Temporelle (us)	Résolution fréquentielle (MHz)
0	66.53	7.68	512	0.13	0.015

Tableau IV.1 : Paramètres de l'horloge de simulation

Remarque : l'horloge de simulation est configurée selon les données définies sur le tableau II.1 (chapitre II)

Dans cette simulation, on va tester les signaux d'entrés-sortie en terme de BER (Bit-Error-Rate) et les différentes constellations et (QPSK-16QAM-64QAM) de modulations utilisées à différents taux de codage (r).

Le modèle de chaîne simulé est celui du codage de canal.Tel que : r =k/n

k : est le nombre de bits avant codage du canal

n : le nombre de bits après codage du canal

n= REs x Qm avec :

NREs : le nombre de bits par élément de ressource

Qm : le nombre de bits/symboles (2(QPSK), 4(16QAM), 6 (64QAM))

Pour connaître la meilleure modulation M-aire on utilise la valeur maximale de bruit, soit SNR = 0 d'où RMS = 0.707v

IV.4.1.1 Courbes des signaux d'entrée / sortie

QPSK :

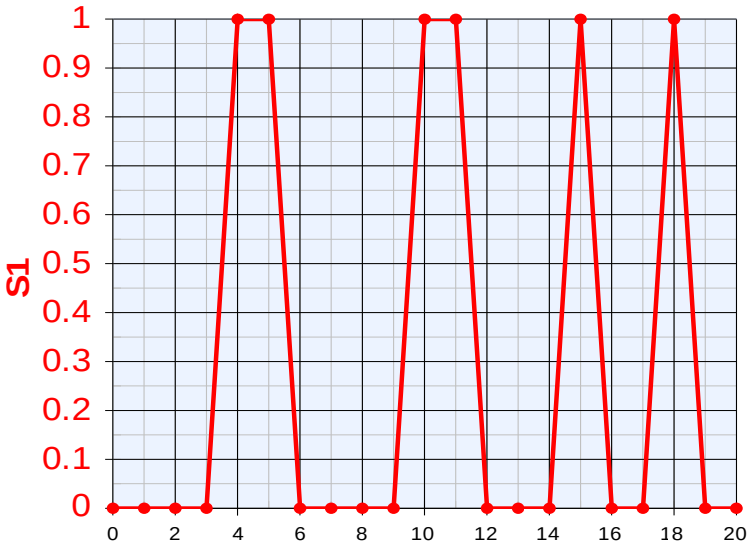


Figure IV.6: Données binaires transmises S1

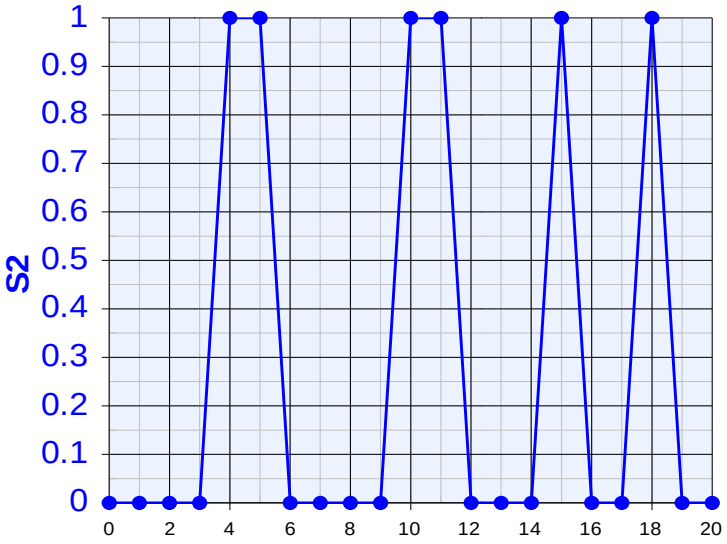


Figure IV.7:Données reçues décodées S2

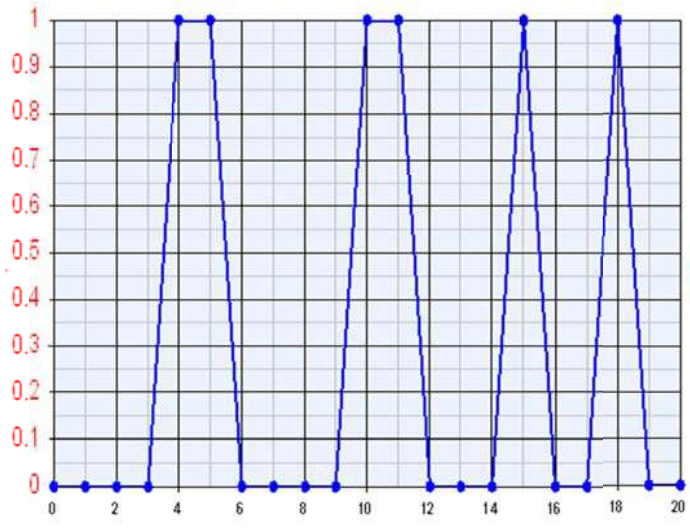


Figure IV.8: Superposition S1-S2

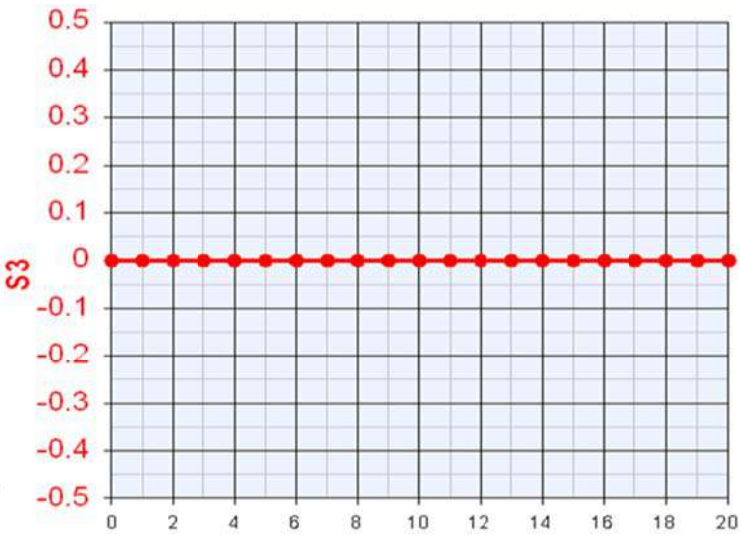


Figure IV.9:Détection d'erreur

16 QAM :

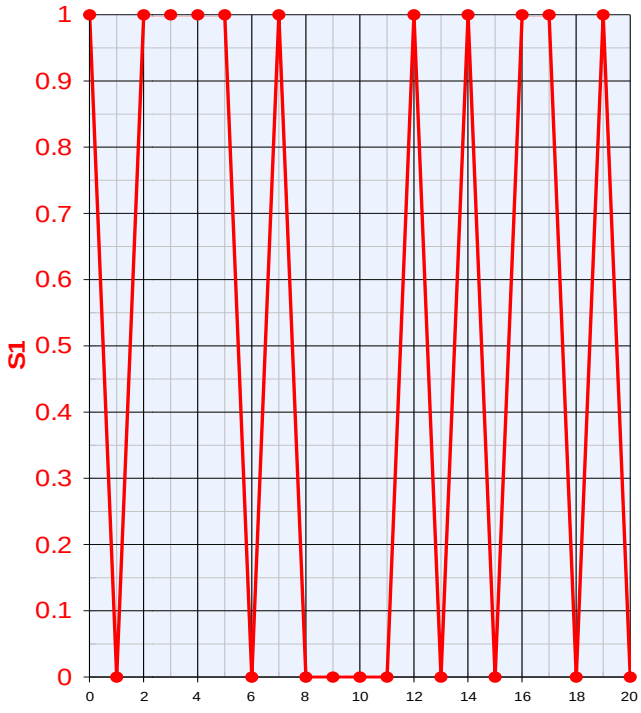


Figure IV.10: Données binaires transmises S1

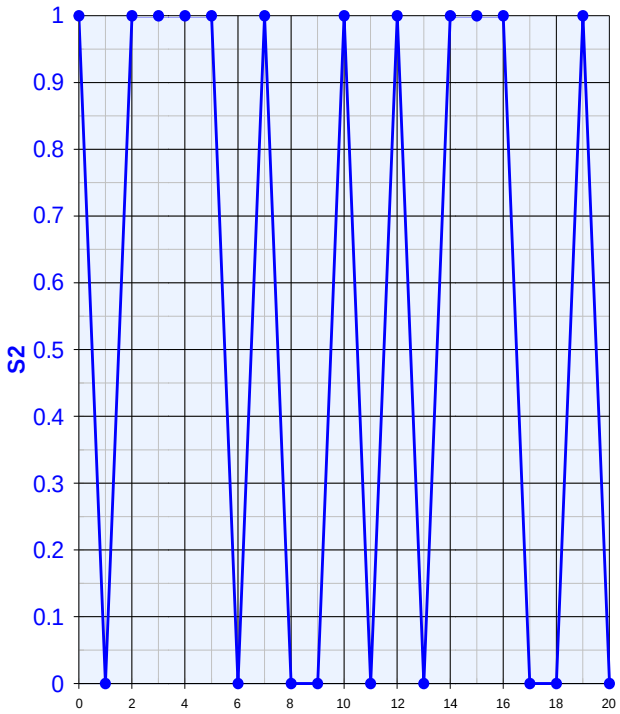


Figure IV.11: Données reçues décodées S2

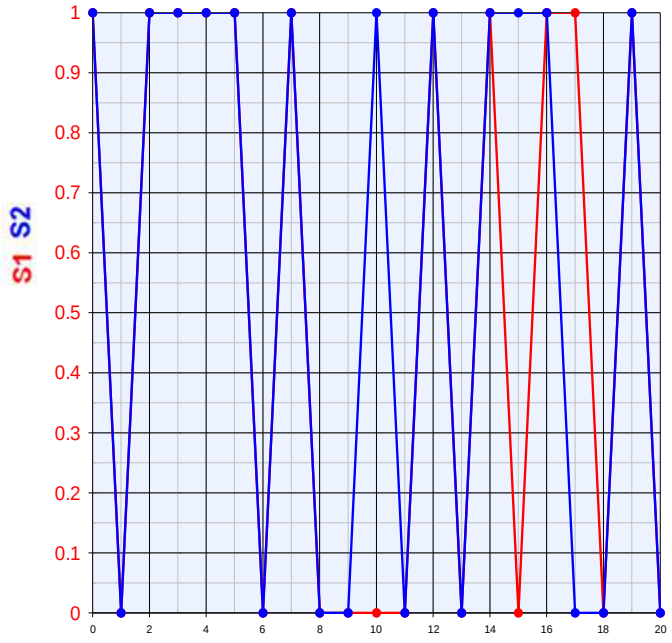


Figure IV.12: Superposition S1-S2

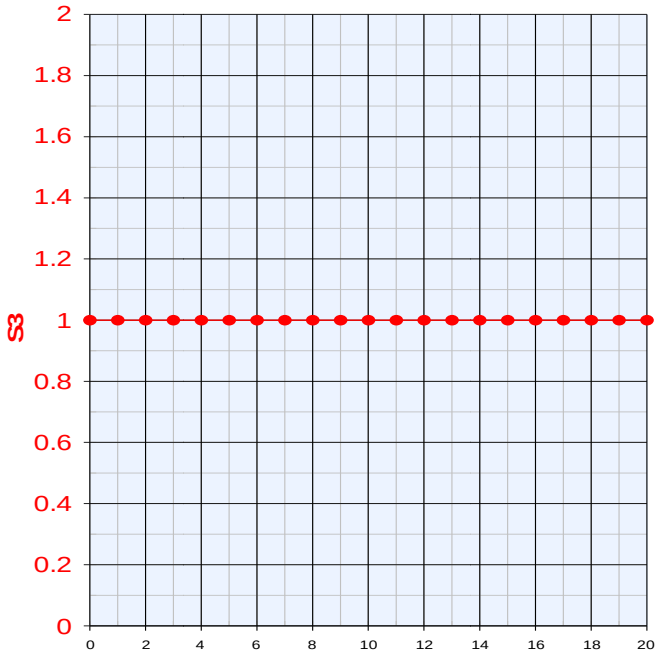


Figure IV.13: Détection d'erreur

64 QAM :

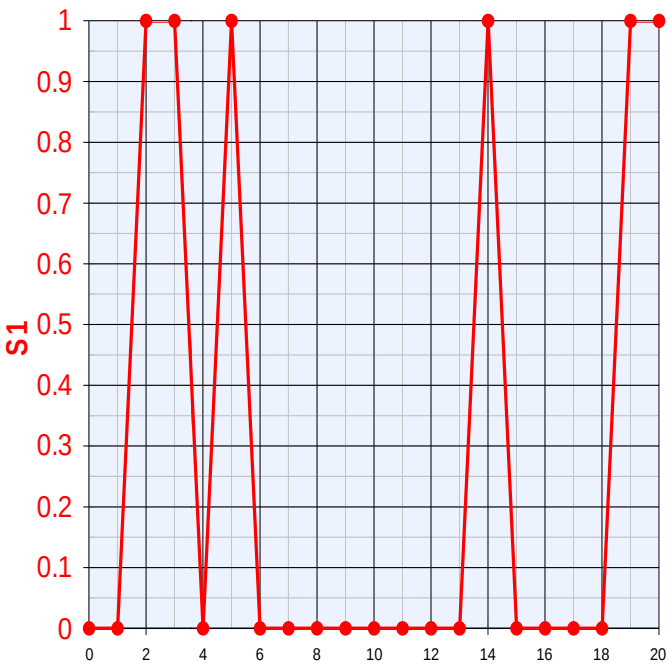


Figure IV.14: Données binaires transmises S1

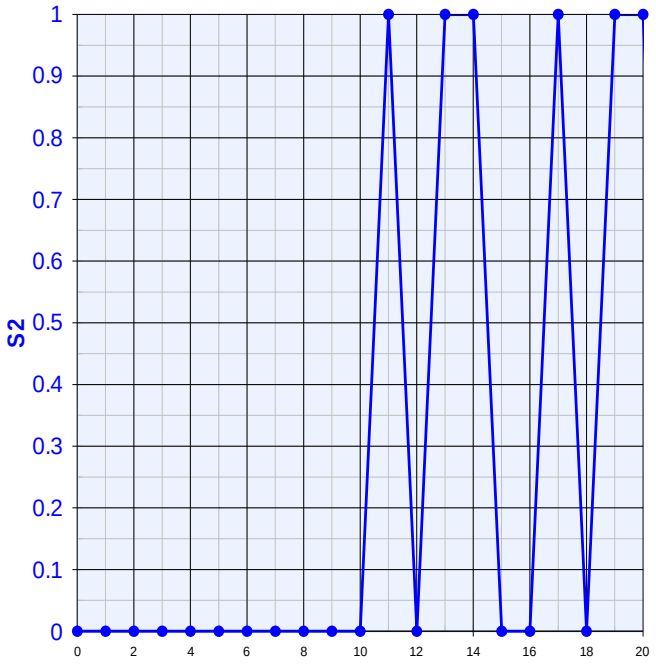


Figure IV.15: Données reçues décodées

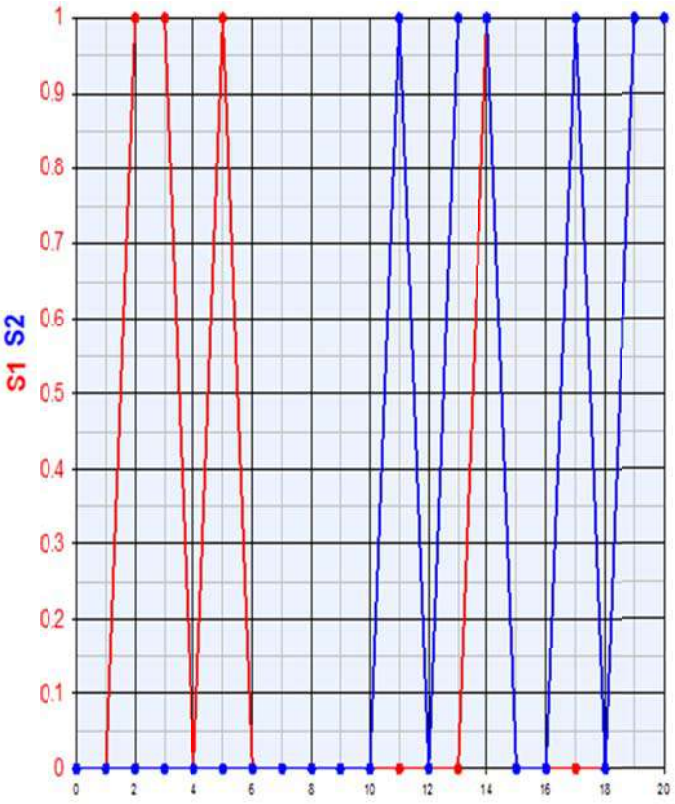


Figure IV.16: Superposition S1-S2

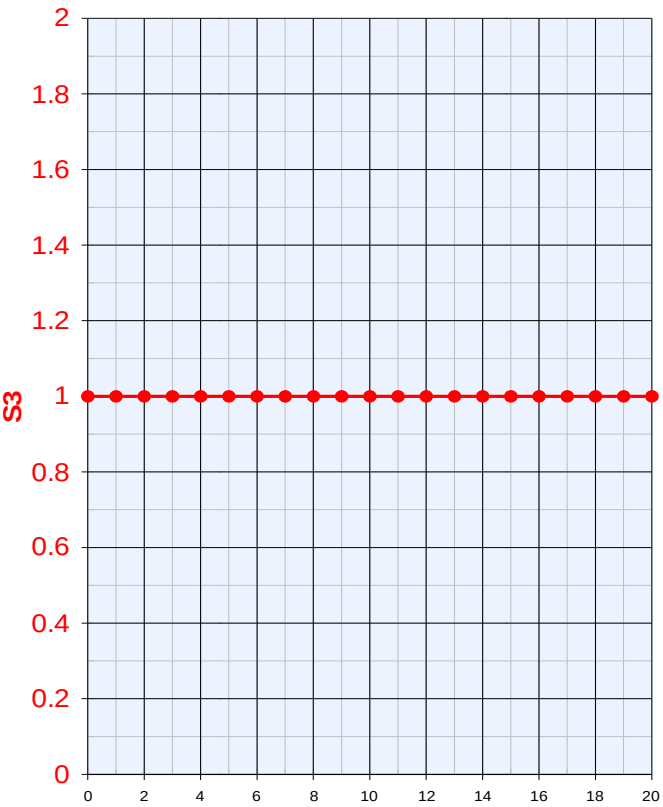


Figure IV.17: Détection d'erreur

Interprétation des résultats :

Ces graphes représentent les différents signaux d'E/S résultants du codage de canal. On peut noter les points suivants :

Dans une modulation QPSK, on remarque qu'il n'existe aucune erreur au niveau de la réception malgré la valeur maximal de bruit (la superposition parfaite des deux signaux et la valeur logique de détection d'erreur = 0). Tandis-que dans les autres modulations 16QAM et 64QAM, on remarque des erreurs qui sont présentes au niveau de la réception (CRC-Check=1).

IV.4.1.2 Diagramme de constellation

Les figures IV.18, IV.19, IV.20, montrent les diagrammes de constellation dans le plan I/Q des trois modulations utilisées (QPSK-16QAM-64QAM) en prenant le SNR comme paramètre à varier sur le modèle de canal. Le symbole « ■ » fait référence aux données transmises, et le symbole « ● » est propre aux données reçues.

QPSK :

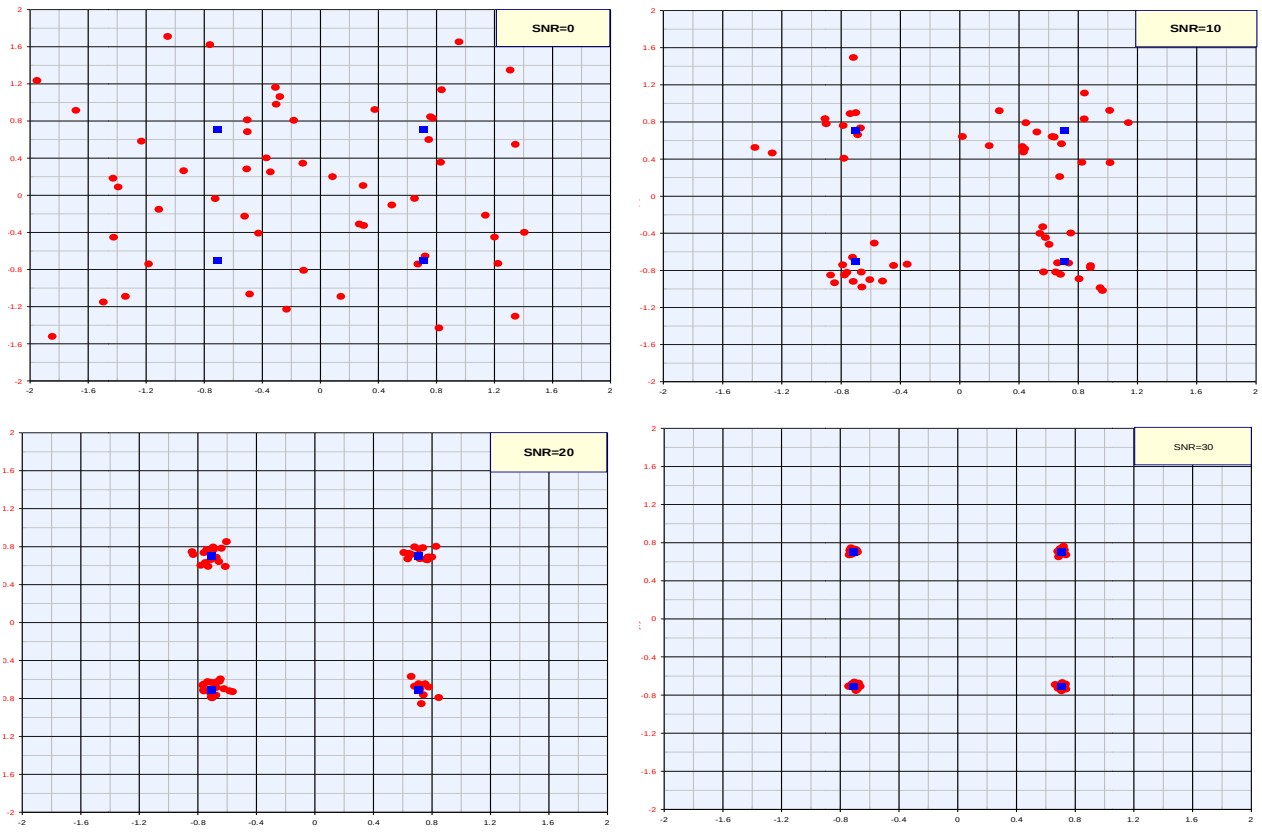


Figure IV.18: Diagramme de constellation QPSK (AWGN)

16QAM :

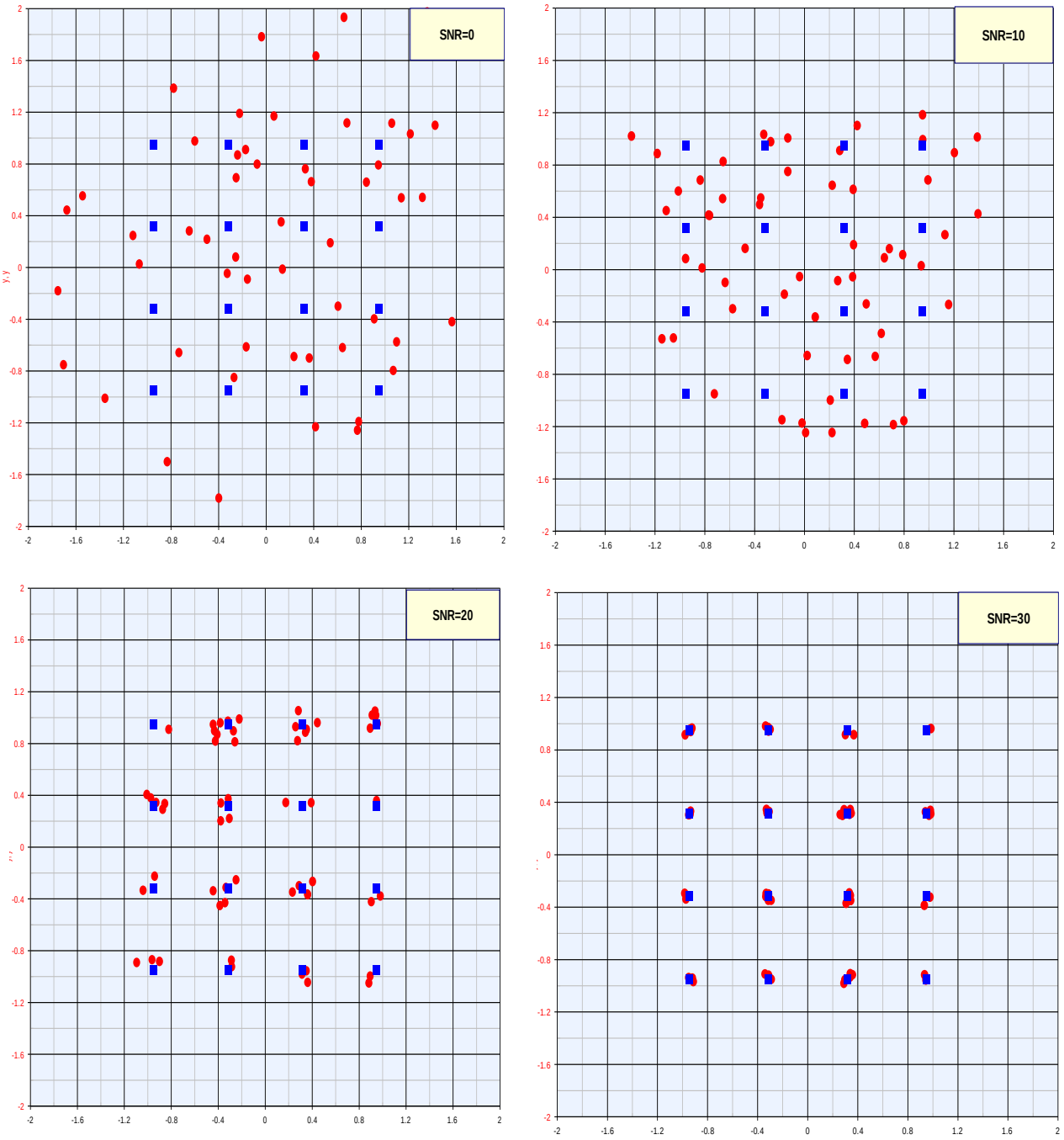


Figure IV.19: Diagramme de constellation 16QAM (AWGN)

64QAM :

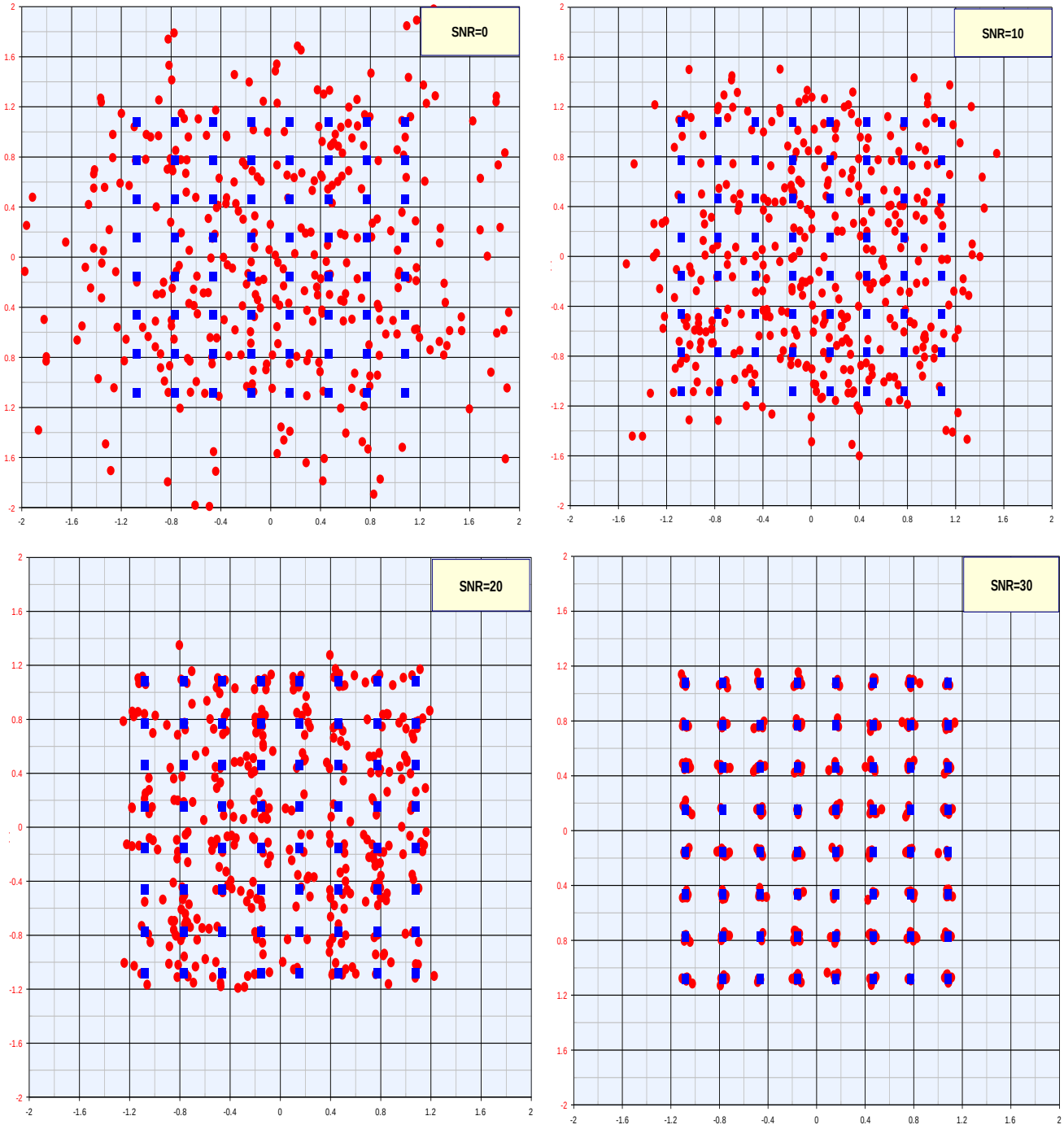


Figure IV.20: Diagramme de constellation 64QAM (AWGN)

Interprétation des résultats :

On note que la dispersion des points diminue avec l'augmentation des valeurs du SNR pour chaque type de modulation, il est également très important de noter que la dispersion des points donne une forte indication sur les statistiques du BER, lorsque la valeur du SNR varie.

Ainsi en utilisant un circuit de décision optimal (donc à seuils optimisés),la réception est sans erreurs à SNR=10dB pour la QPSK, 20dB pour la 16QAM, et 30dB pour la 64QAM, ceci revient au fait que plus le nombre de points de la constellation augmente, plus leur espacement devient faible et par conséquent, la modulation devient plus vulnérable au bruit.

IV.4.1.3 Représentation des courbes de BER en fonction du SNR

Dans cette partie, on présente la courbe de BER en fonction du SNR pour les différentes modulations utilisées (QPSK, 16QAM, 64QAM).

$$BER=\frac{nombre\ de\ bits\ erronés}{nombre\ de\ bits\ transmis} \quad (4.2)$$

SNR / BER	-6	-5	-4	-3	-2
QPSK	0.359	0.337	0.321	0.276	0.163
16QAM	0.385	0.375	0.363	0.341	0.326
64QAM	0.414	0.409	0.387	0.383	0.371

Tableau IV.2: Résultat du BER par variation du SNR

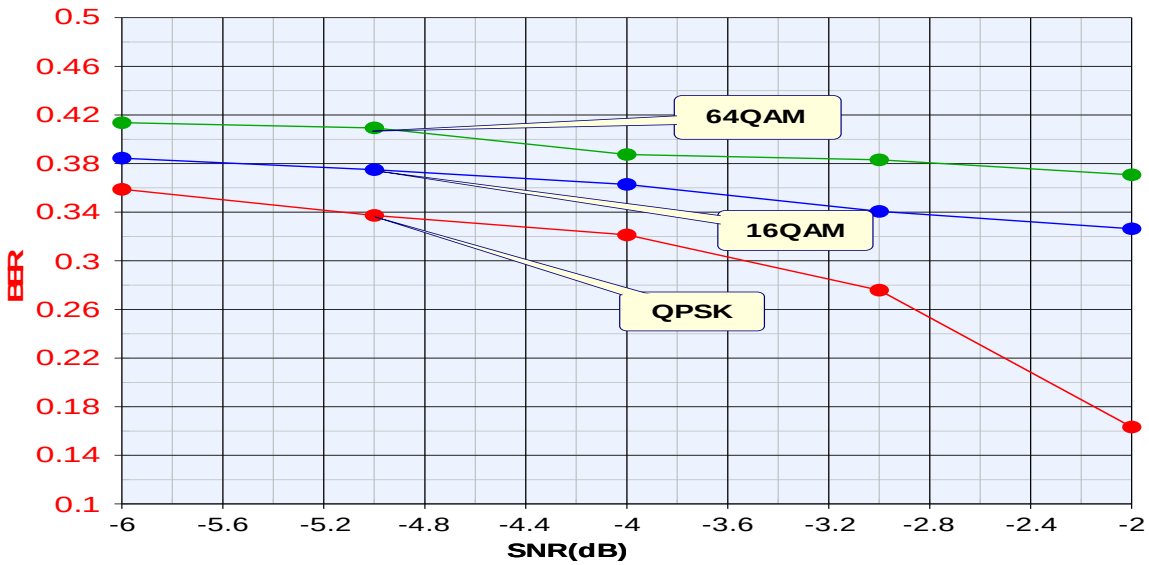


Figure IV.21 : BER en fonction du SNR pour différentes modulations

Interprétation des résultats :

Le tableau IV.2 présente les différentes valeurs du BER en fonction du SNR, et ce pour les différentes modulations M-aire employées en LTE

La Figure IV.21 présente trois courbes de BER en fonction du SNR pour les différentes modulations M-aire. On remarque de ces graphes que les modulations utilisées à faibles débit (QPSK puis QAM), offrent une meilleure performance en BER.

Notons que pour une valeur de SNR minimal (un fort bruit introduit au niveau du canal AWGN) de valeur -6 dB, la valeur minimale du BER correspond à la modulation QPSK.

La modulation QPSK est par conséquent, la plus adéquate pour une meilleure qualité de transmission.

Elle est retenue en LTE dans le cas défavorable d'un fort bruit constaté lors de la transmission, tout en assurent un faible débit de transmission.si le bruit est faible, LTE sélectionne la modulation 16QAM ou 64QAM (s'il est encore plus faible), autorisent ainsi des débits de transmission de plusieurs plus forts.

IV.4.2 Performance de la transmission MIMO (2x2)

Un système de transmission MIMO à deux antennes d'émission et deux antennes de réception est simulé en vue de mesurer ses performances.

IV.4.2.1 Représentation du BER en fonction du SNR

Nombre de points	Paramètres_SNR_sweep	BER
1	-2	0.018
2	0	1.815e-3
3	2	5.04 e-4

Tableau IV.3:Résultat du BER par balayage du SNR

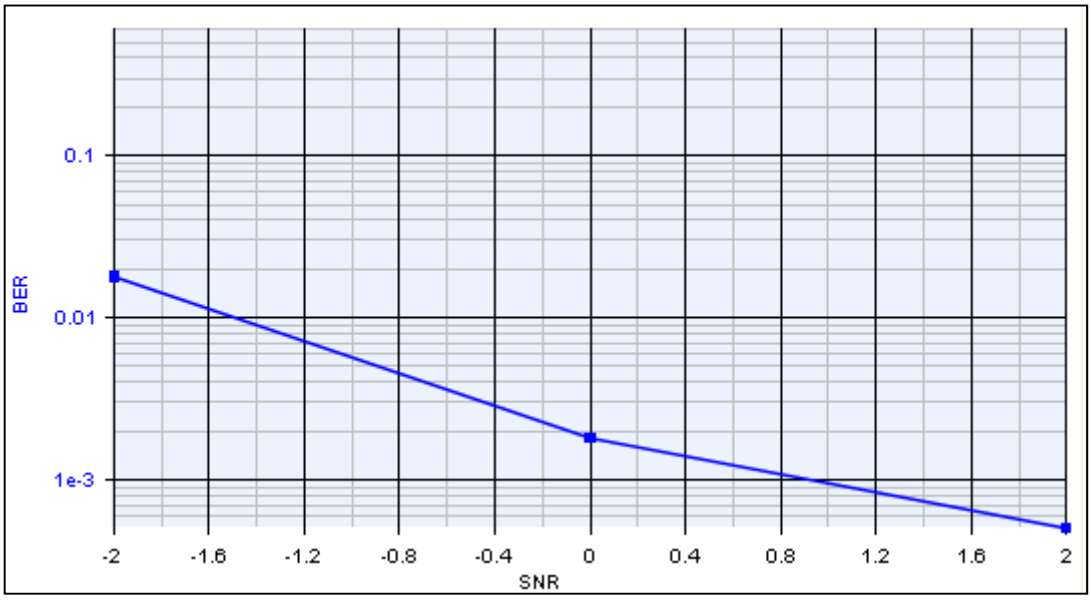


Figure IV.22: BER du système MIMO en fonction de SNR

Interprétation des résultats :

Le SNR variant de -2 à 2 dB est accompagné d'une diminution du BER de 0.018 à

$5.04.10^{-4}$, figure IV.22. Notons que pour le SNR maximal (dB), on a un bit erroné sur 1984 bits transmis (BER= $5.04.10^{-4}$).

Ces résultats prouvent la performance du système MIMO qu'utilise LTE, ce qui joue en faveur sur la qualité du service (QoS).

IV.4.2.2 Spectre de puissance

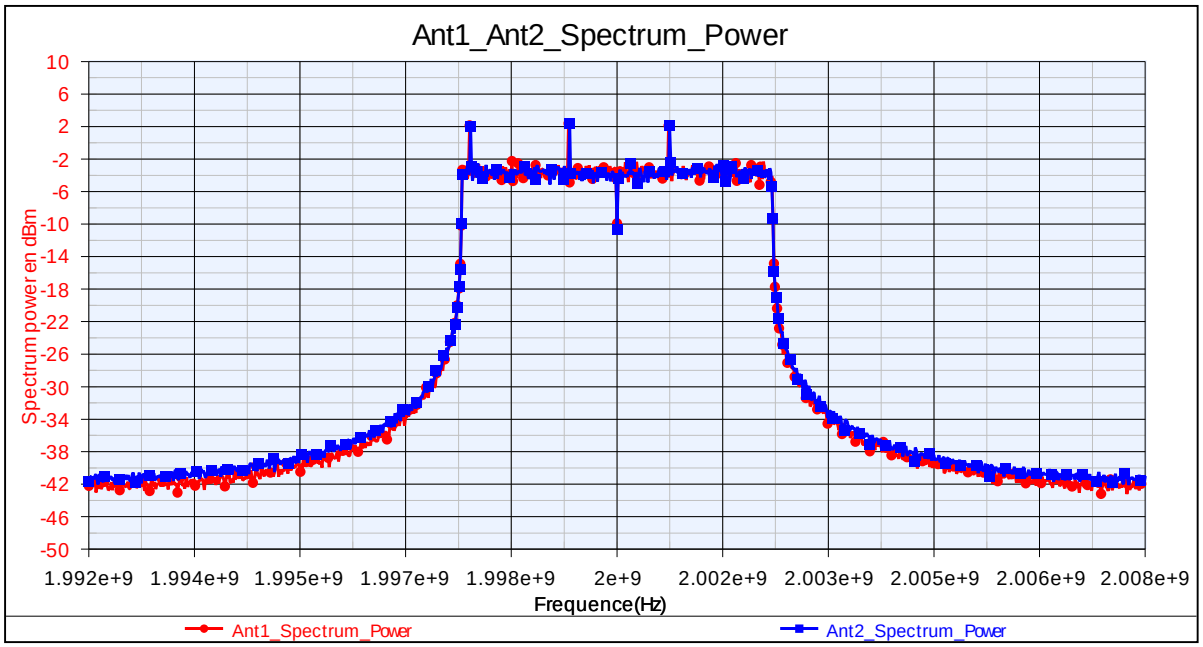


Figure IV.23: Spectre de puissance des deux antennes d'émission

Le graphe de la figure IV.23 montre la largeur de bande occupée par le canal MIMO, constitué de deux antennes d'émission et de deux antennes de réception. Le spectre de fréquences regroupant 99% de la puissance totale du signal modulé, occupe 5 MHz autour de 2GHz de porteuse. Toute distorsion (harmonique ou intermodulation) produit une puissance en dehors de la bande passante spécifiée.

Remarquons les pics qui représentent le PAPR, et qui sont inclus dans la bande passante ils ne sont pas nombreux et d'amplitudes relativement faibles. Ce qui implique une faible distorsion de l'amplification à l'émission.

IV.4.2.3 Mesure de CCDF

La mesure CCDF (Complimentary Cumulative Distribution Function) est une mesure très commune, effectuée sur les signaux des réseaux sans fil 2G, 3G et 4G. CCDF est un graphe relatif au mode multi trajet.

La courbe CCDF montre en combien de temps, le signal passe au-dessus d'un niveau de puissance donnée. Le niveau de puissance est exprimé en dB par rapport à la puissance moyenne. Cela signifie qu'on utilise le rapport crête à la moyenne (PAPR). Une courbe CCDF est donc une distribution de probabilité du PAPR en fonction de la puissance moyenne utilisée.

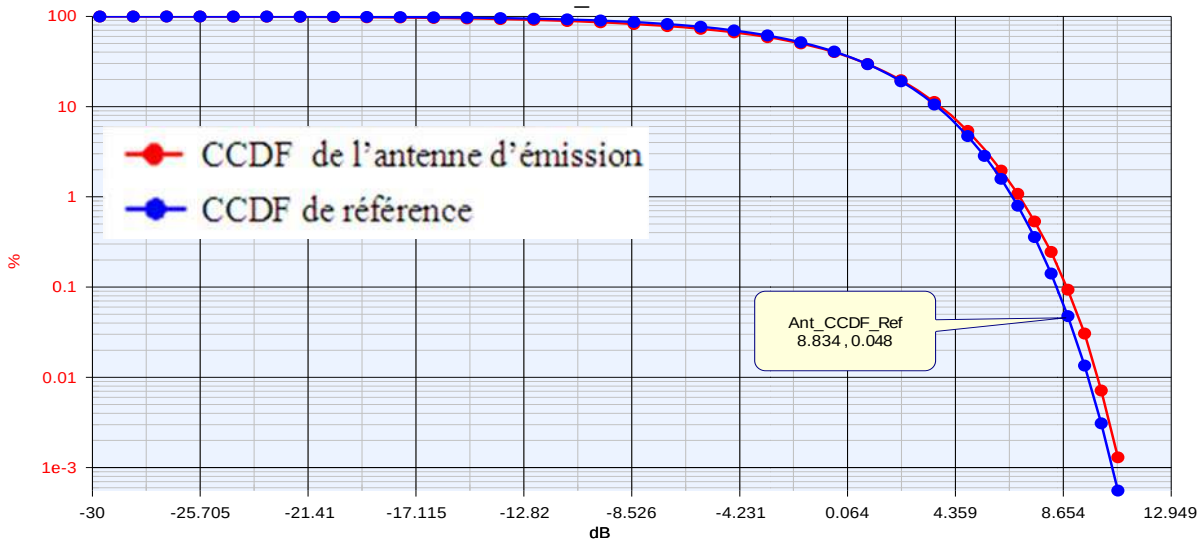


Figure IV.24: Mesure CCDF des d'une antenne d'émission

La figure IV.24 affiche la courbe CCDF du signal modulé. Ici l'axe des X est gradué en dB au-dessus de la puissance moyenne du signal, ce qui signifie que nous sommes réellement mesurer le PAPR.

L'axe des Y représente le pourcentage de temps pour que le signal passe au-dessus du niveau spécifié par l'axe des X.

pour une valeur de probabilité de 4.8 % sur l'axe des Y , on obtient une valeur de créte-a_moyenne de 8.834 dB.

Remarquant que la CCDF de l'antenne d'émission est Presque superposée sur la CCDF de référence ce que implique la performance de système MIMO.

IV.4.2.3 Constellation

Dans cette partie on présente les constellations Maire (QPSK, 16QAM, 64QAM) obtenues à travers un canal multi trajet.

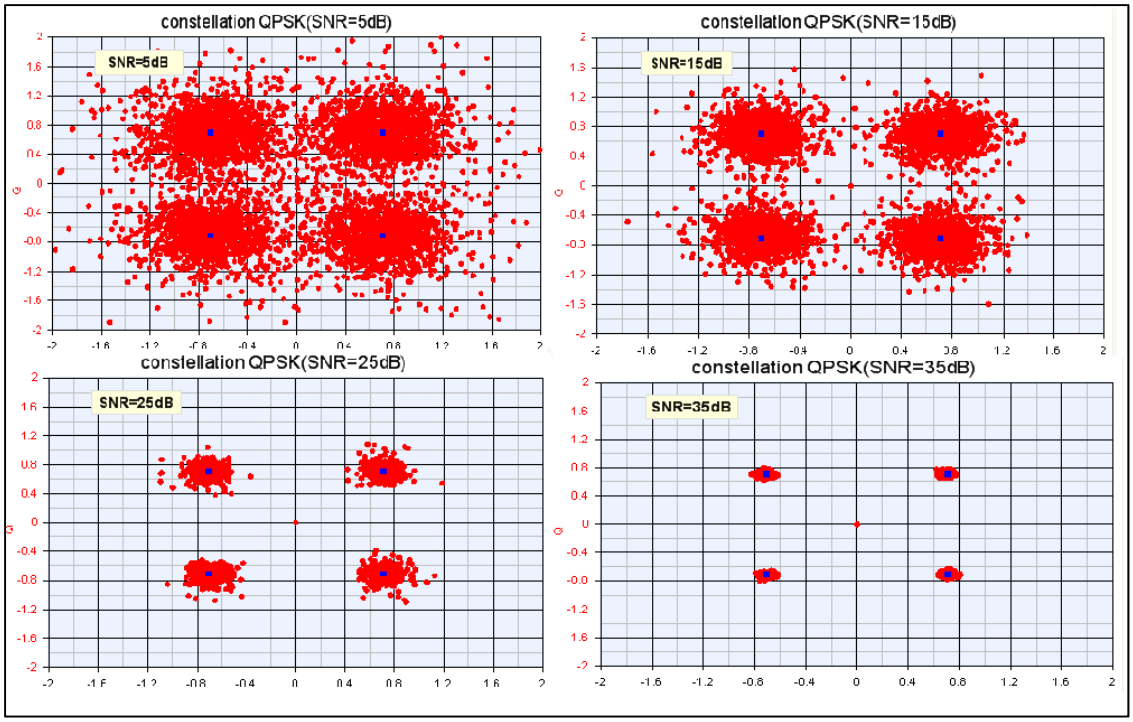


Figure IV.25 : Constellation QPSK avec Fading

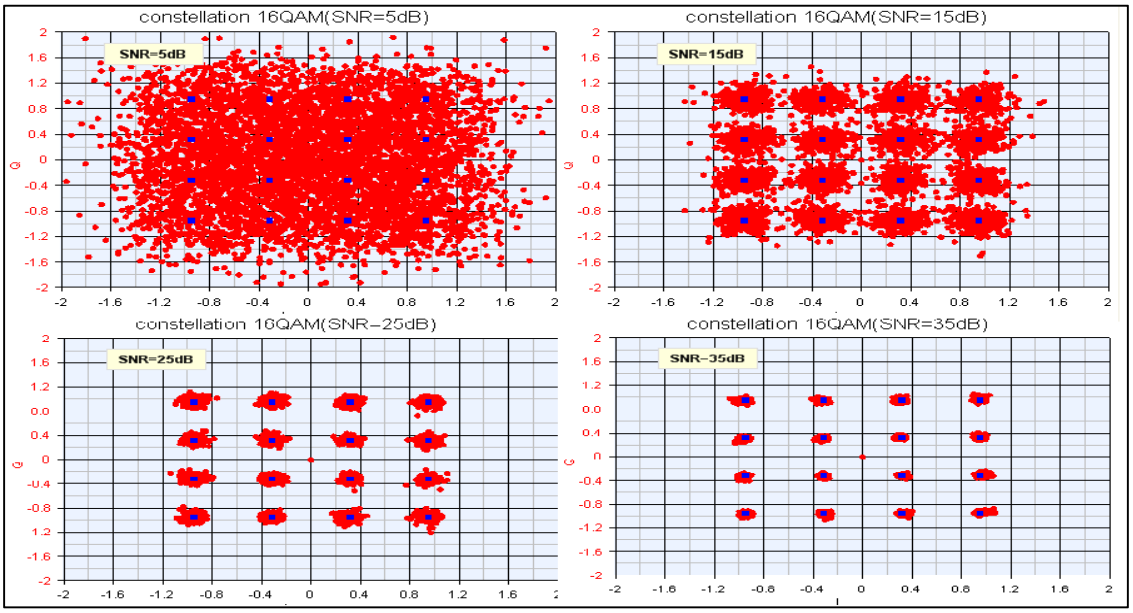


Figure IV.26 : Constellation 16QAM avec Fading

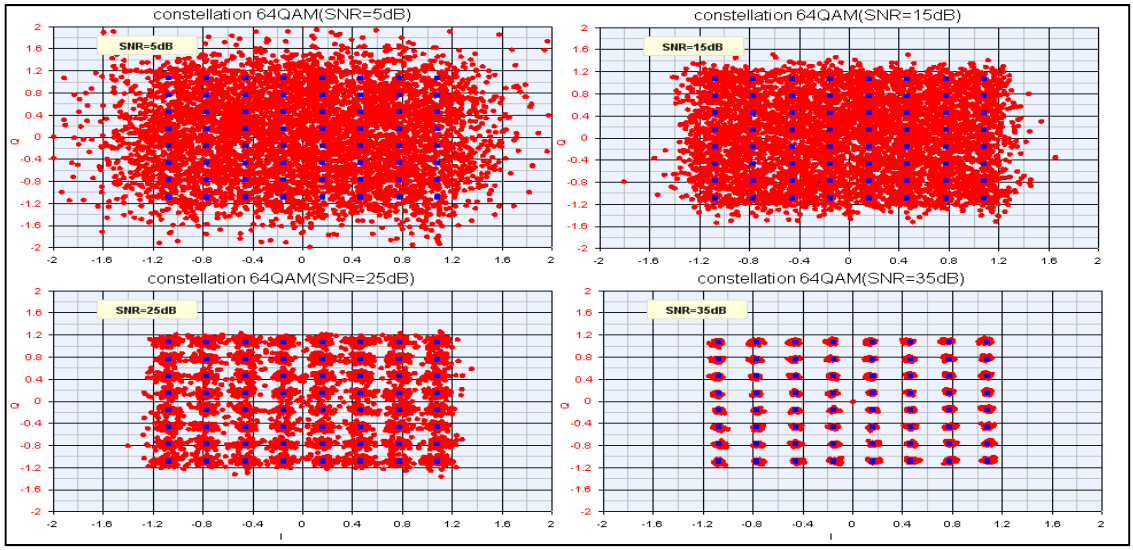


Figure IV.27 : Constellation 64QAM avec Fading

Les figures IV.25, IV.26, IV.27, montrent que l'augmentation du SNR fait diminuer l'effet du bruit et le rend concentré autour des symboles.

On peut remarquer la présence d'un fort bruit autour de l'information en considérant un canal multi trajet, et ce, comparé aux constellations du canal AWGN, décrites précédemment.

Ceci est dû à ce que le fading absorbe l'énergie du signal transmis, ce qui le défavorise devant le bruit. Par conséquent, en utilisant un circuit de décision optimal, la réception est sans erreurs à SNR = 25 dB pour la QPSK et 16QAM, mais à 35dB pour la 64QAM.

IV.4.2.4 Comparaison entre diversité spatiale et multiplexage spatial

Comme notre travail est basé sur la diversité spatiale on a essayé de voir la différence entre les deux techniques MIMO, par leurs BER qui définit la performance de chacune dans la figure IV.28.

SNR(dB) / BER	-2	0	2
Multiplexage Spacial	0.443	0.435	0.403
Diversité Spatiale	0.018	1.815e-3	5.04 e-4

Tableau IV.4:Résultat du BER par balayage du SNR de deux techniques MIMO

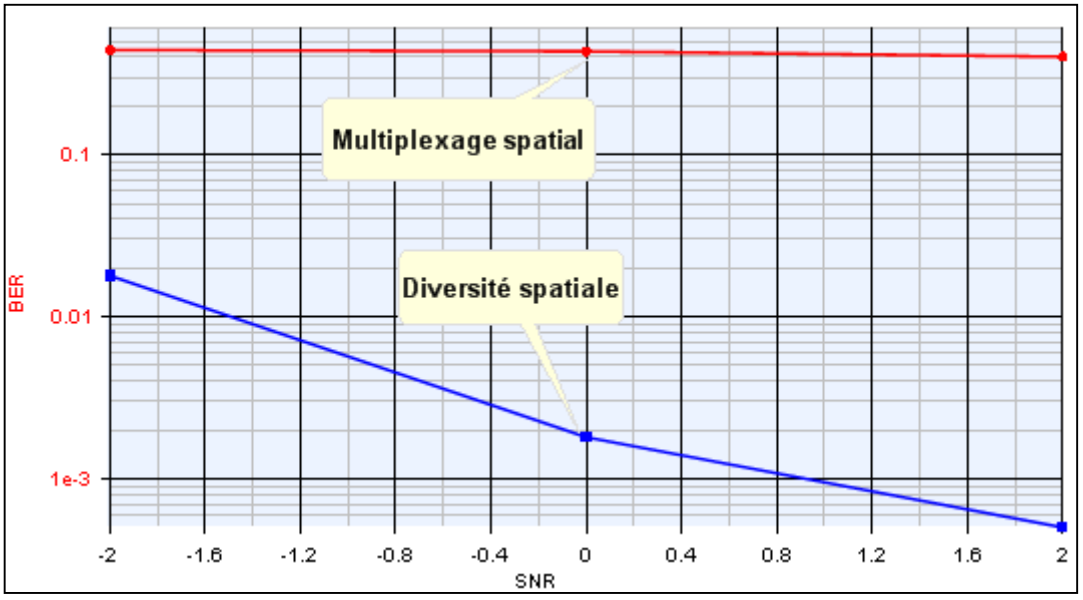


Figure IV.28: BER en fonction du SNR de deux techniques MIMO

Interprétation de résultats :

On remarque que le tracé du BER de diversité spatiale est meilleur que celui de du multiplexage spatial en raison de sa performance forte.

IV.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a simulé les deux parties de la couche physique LTE-DL, à savoir, le codage de canal et transmission MIMO-OFDM.

En premier lieu, on a tracé les signaux d'entrée-sorties du codage de canal pour les différentes modulations M-aire employée dans LTE. Ensuite on a tracé les diagrammes de constellation de ces modulations en utilisant les deux types de canaux, AWGN et à multi trajets.

On a tracée aussi les déférentes courbes du BER en fonction du SNR, illustrant ainsi les performances de la couche physique LTE-DL, pour finir avec les tracés des courbe CCDF et le spectre OFDM, ainsi la comparaison entre les deux techniques adaptées en MIMO.

conclusion générale

Conclusion Générale

La présente étude, décrit la couche physique du système LTE, et les objectifs de cette technologie de réseau développée par la 3GPP, ainsi que les techniques utilisées pour augmenter ses performances.

Sur ce plan, nous avons étudié la couche physique on a traité la couche physique LTE et découvert ses nombreux blocs constituants, qui font de ce système ; une sommité en performance 4G a débit maximale de 100Mbps en liaison descendante et 50Mbps en liaison montante. Bien que ce système soit immense dans ses parties le composant de notre travail était restreint au seul lien descendant de LTE.

Nous avons dû assimiler d'abord l'utilisation du simulateur performant, SystemVue, avant de s'intéresser de plus prés à la mesure des performances du LTE. Le tracé des différents des graphes représentant le BER, et les constellations des modulations utilisées en présence du bruit « AWGN » seul ou en compagnie du Fading, a été effectué pour la chaine de transmission relative au codage de canal et MIMO-OFDM.

La simulation faite sur le codage de canal, a montré la détection d'erreurs par CRC. La simulation des différentes modulations M-aire utilisées par LTE, assure qu'un meilleur BER est attribué à la QPSK à faible débit et que la 16QAM et 64QAM ne deviennent fonctionnelles à fort débit qu'en présence d'un faible bruit environnant.

En outre, la simulation de la partie MIMO-OFDM, met en évidence les performances de cette combinaison de techniques pour une configuration MIMO 2x2 sous un environnement bruité de type « AWGN+Fading ».

En second lieu, ce que nous ajouté à notre connaissance et nous a apparus nouveau c'est la nouvelle mesure attribué à ce genre de système qui est bien CCDF, qui prouve la performance du système en toute simplicité.

Pour finir, on a pu faire une comparaison entre les différentes techniques utilisées en MIMO.

A nos jours, le système LTE Advanced est déclaré appartenir à la $4^{éme}$ génération (4G), vu ses performances encore plus élevées.

Bibliographie

[1]UMTS, http://www.3gpp.org/article/umts,

[2]Thomas Anicotte & Guillaume Bruno«Le Long Term Evolution (LTE) »TELECOM Lille1 - FI 2010

[3]LTE, Long Term Evolution. [Online].http://www.3gpp.org/LTE

[4]Cédric DEMOULIN, Marc VAN DROOGENBROECK«PRINCIPES DE BASE DU FONCTIONNEMENT» Sart Tilman, B-4000 Liège, Belgique 2004

[5]Hakan Granbohm and Joakim Wiklund «GPRS—General packet radio service» Ericsson Review No. 2, 1999

[6]GPRS_Core_Network,html 15 May 2012

[7]Simon ZNATY «GPRS: Principe et Architecture » EFORT 2005

[8] Dr. Takis Mathiopoulos «UMTS: the evolution of GSM toward IMT-2000» EECE 563

March 30, 2001

[9]Franck PERRAUD, Emmanuel WEISS, Baptiste MERCIER«GSM - GPRS - UMTS», DESS IIR Réseaux

[10]4glte.over-blog.com/pages/De_la_2G_a_la_4G-5740669.html,2011

[11] Zyren, Jim, «Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer », White Paper, Freescale Semiconductor , 07/2007

[12] http://www.servicesmobiles.fr/services_mobiles/2006/03/cest_quoi_le_hs.html,2006

[13]Bouygues Telecom, «Etude de la couche physique et des performances », 3GPP Long Term Evolution, 4137.pdf

[14]Anthony Barreteau, « TECHNIQUES DEMODELISATION TRANSACTIONNELLE POUR LE DIMENSIONNEMENT DES FUTURS SYSTEMES DE RADIOCOMMUNICATION MOBILES », thèse de doctorat, Décembre 2010.

[15] Ramzi REZGUI, « Optimisation des réseaux GSM pour la migration vers l'UMTS », PFE, 2004/2005

[16] Manish Patel, « La 4G LTE en marche malgré les obstacles », Texas Instruments, www.epn-online.fr/pdf/A1_9979_applic_TI_Nov.pdf

[17] 4glte.over-blog.com/pages/De_la_2G_a_la_4G-5740669.html,

[18] Notice d'information 3GPP-LTE, « L'interface radio "Long Term Evolution" », Office fédéral de la communication OFCOM, janvier 2011.

[19] http://en.wikipedia.org/wiki/3GPP

[20]www.prism.uvsq.fr/~mogue/Cosy12/6_LTE_cours.ppt

[21]5989-7698EN, « Option BHD 3GPP LTE Modulation Analysis 89600 Vector Signal Analysis Software », Agilent Technologies, 23 février 2011.

[22]Fanny Mlinardsky, « LTE Physical Layer Fundamentals and Test Requirements », octoScope, Décember 2009

[23] http://www.scribd.com/doc/30356227/3G-LTE,2011

[24]http://www.slideshare.net/AnouarLoukili/prsentation-3-g-lte

[25]http://www.dslvalley.com/dossiers/mimo/mimo-2.php

[26]http://www.radio-electronics.com/info/cellulartelecomms/lte-long-term-evolution/lte-fdd-tdd-duplex.php

[27]http://www.scribd.com/doc/50868690/45/Principes-de-l%E2%80%99OFDM

[28]http://www.wireless-techbook.com/introduction-a-propos-de-systeme-lte/132-fdma-ofdm-a-sc.html

[29]Ke-LinDu, M.N.S.Swamy, «Wireless Communication Systems », Université de Cambridge, 2010

[30] http://fr.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_frequency-division_multiplexing

[31]SLIM EL ABED, « Conception et implémentation hardware d'un émetteur/récepteur BFDM », projet fin d'étude, 2006-2007

[32] Billel BOUCHEMA, « Synchronisation du code PN dans les systemes a acces multiple MC-DS-CDMA », mémoire de magister

[33] http://www.wireless-techbook.com/ofdm/173-prefixe-cyclique.html. 2012

[34] 5990-6706EN.pdf, « Introducing LTE-Advanced », Agilent Technologies, 29 Avril 2012

[35] http://fr.wikipedia.org/wiki/Turbo_code#Principe,8 janvier 2012.

[36]www.theses.fr/083744843

[37]Adil BELHOUJI. « Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions. MIMO-OFDM», Thèse, 19 oct. 2009

[38] http://www.lirmm.fr/~ajm/Cours/01-02/DESS_TNI/TER9/prercqu/intro.htm.2011

[39] Claude Berrou, « codes et turbo codes », Springer, 2007

[40] Xuan Guo et Pengtao Song, « Simulink Based LTE System Simulator », Göteborg, Sweden, 2010

[41] http://www.scribd.com/doc/83240798/72/II-3-4-1-Le-canal-AWGN

[42] GUILLAUME Ferré, «codage spatio-temporels et technique de décodages itératifs pour système multi-antennes », Thèse de doctorat, 29 août 2007

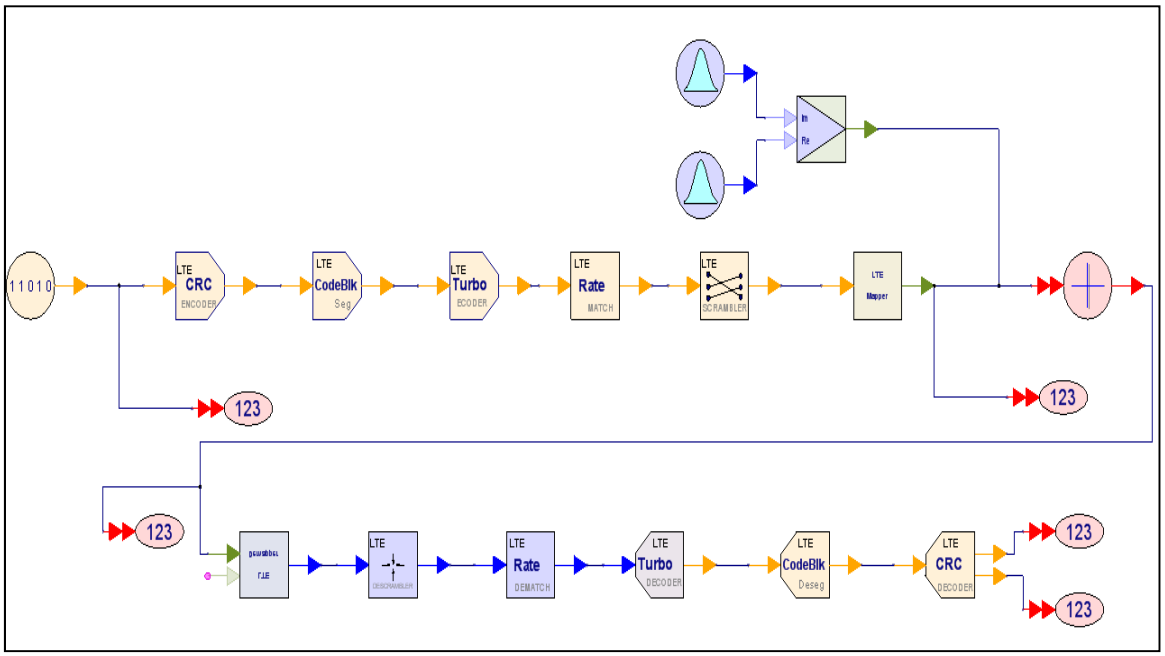
[43] 5989-8139EN.pdf, «3GPP Long Term Evolution », Agilent Technologies, 2 Juillet 2009.

[44]Albert Serra, « A Long Term Evolution Link Level Simulator », Thése master, Février, 2009

Annexe :

Figure III.2: Chaîne de transmission comportant le codage du canal (Page 32)

(Plate forme du simulateur, partie : Codage de canal)



Calcule du BER de différentes modulations M-aire

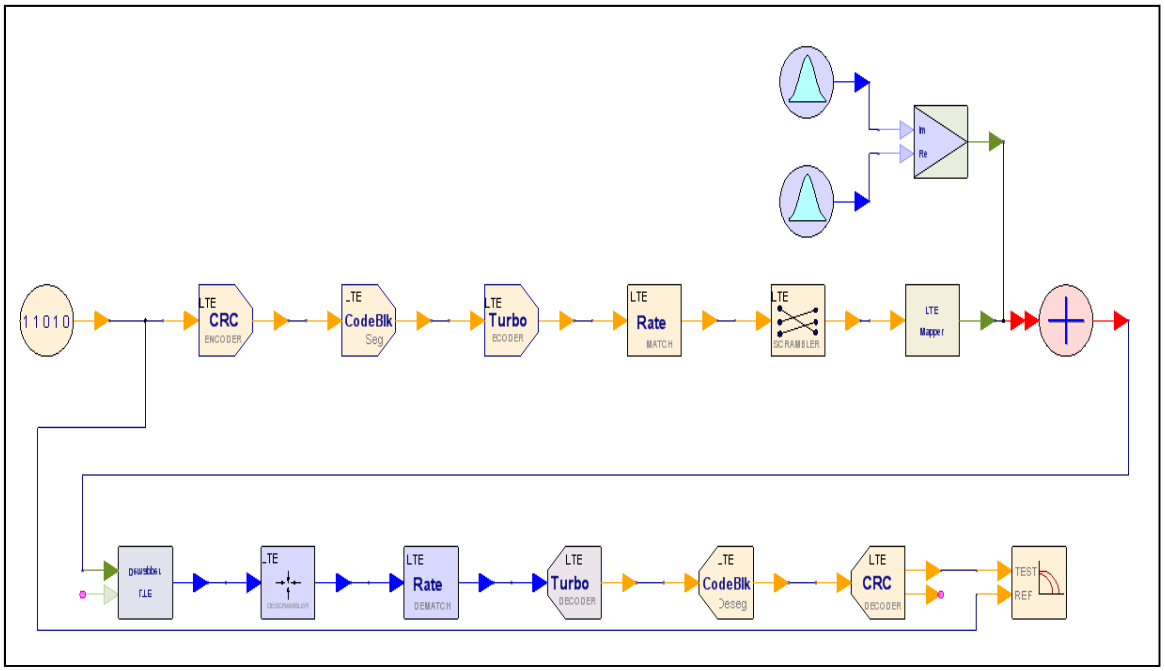
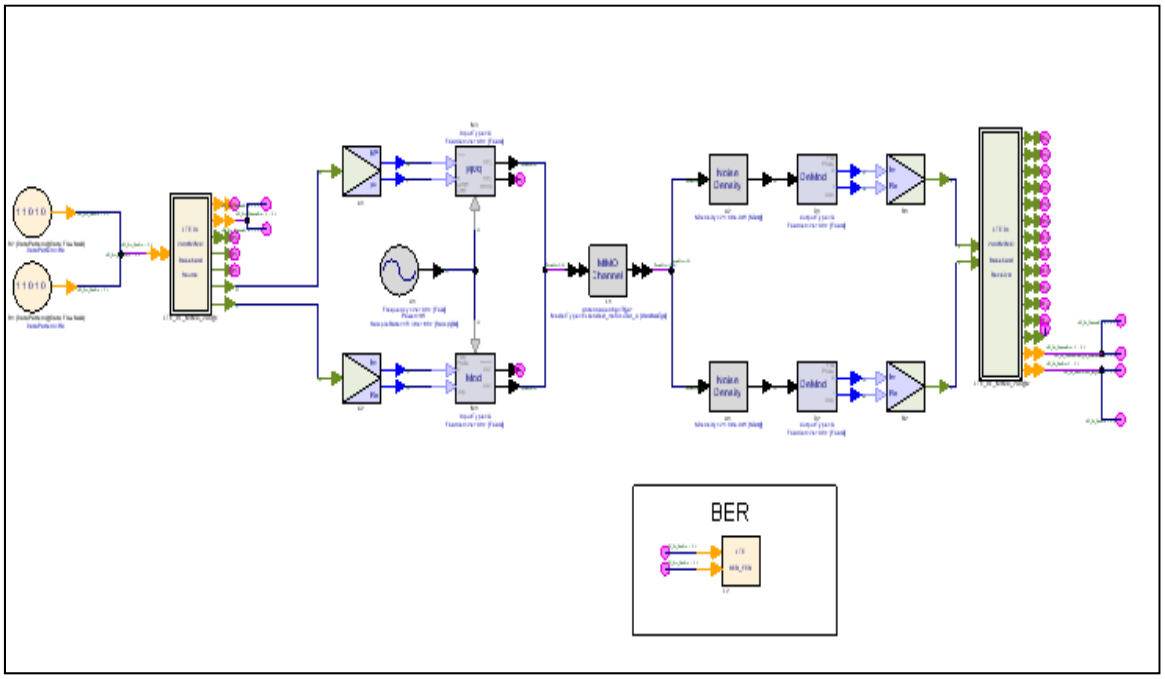


Figure III.10: Chaîne de transmission de MIMO (page41)

(Plate forme du simulateur, partie : MIMO-OFDM)



Constellation de différentes modulations M-aire

